Sperimentare
SELEZIONE RADIO - TV
di tecnica

7

LIRE 600

RIVISTA MENSILE DI ELETTRONICA ED ALTRE SCIENZE APPLICATE - LUGLIO 1972



in questo numero:

- ALLARME PER AUTO
- REGOLATORE DI VELOCITÀ
- RX-TX 5W
- SOMMERKAMP FT-277

Spedizione in Abb. Postale - Gruppo III/70

ARGENTINA	Pesos 9
AUSTRALIA	$ Au. 2
AUSTRIA	Sc. 32,50
BELGIO	Fr. Bg. 61
BRASILE	Crs. 10,50
CANADA	$ Can. 2,50
CILE	Esc. 25
DANIMARCA	Kr. D. 9,50
EGITTO	Leg. 2
ETIOPIA	$ Et. 4,50
FRANCIA	Fr. Fr. 7
GERMANIA	D.M. 6
GIAPPONE	Yen 650
GRECIA	D.Z. 41
INGHILTERRA	Lgs. 0,60
ISRAELE	L.I. 4,90
ITALIA	Lit. 600
JUGOSLAVIA	Din. 22
LIBANO	L. Lib. 4,20
LIBIA	Pts. 45
LUSSEM.	Fr. Bg. 61
MALTA	Lgs. M. 0,60
NORVEGIA	Kr. N. 9
OLANDA	Fr. Ol. 4,50
PERU'	Sol. 70
POLONIA	Zloty 5,10
PORTOGALLO	Esc. 36
SPAGNA	Pts. 90
SUD AFRICA	R. 1,50
SVEZIA	Kr. S. 6,50
SVIZZERA	Fr. sv. 5,50
TURCHIA	L.T. 20
U.R.S.S.	ryb. 2
URUGUAY	Pesos 450
U.S.A.	$ 2,10
VENEZUELA	Bs. 9,50

Autovox, nel presente, il futuro

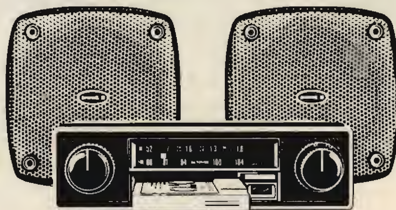
unico tasto per:
- *via e stop al giranastri*
- *espulsione cartuccia*
- *via e stop registratore*
- *scorrimento veloce avanti/indietro del nastro*

Modulazione Frequenza
Onde Medie e Lunghe

oggi il futuro è registrare in auto

con il nuovo Melody super

MELODY super la nuova autoradio/giranastri stereo dell'Autovox vi consente di realizzare il vostro programma: potrete registrare e riascoltare anche subito, azionando un solo tasto, i brani che preferite e conservarli. MELODY super, tre funzioni in un solo apparecchio: è **autoradio** con Modulazione di Frequenza, Onde Medie e Lunghe: è **giranastri stereo** di grande potenza (14 W.); è **registratore** di alta fedeltà delle trasmissioni radio. Una tecnologia avanzata ed una lunga esperienza hanno consentito, con l'impiego di microcircuiti e di sintonizzatori FM con varicap, di realizzare un apparecchio completo capace di ricevere perfettamente, di riprodurre con alta fedeltà, di registrare a "livello costante" indipendentemente dalle condizioni di ricezione radio, dalla velocità dell'auto, dalla carica della batteria. MELODY super è installabile su tutte le auto. MELODY super ha l'elegante estetica che caratterizza la "Linea Azzurra" Autovox: bella, moderna, in nero-ottico colore che armonizza con qualsiasi cruscotto e vi protegge dai riflessi del metallo.



Anche MELODY super.....
....."**splendidamente nera, si accende di azzurro**".

AUTOVOX

Linea Azzurra: design e novità

TECNICA ELETTRONICA SYSTEM

NUOVO

ANALIZZATORE UNIVERSALE
Mod. SK-60

50.000 ohm / V

più robusto
più sensibile
più piccolo
e
più economico

GARANZIA 12 MESI



Campi di misura totali:

V_{DC}	25 mV	:	1000	V
V_{AC}	1 V	:	1000	V
V_{U}	1 V	:	500	V
I_{DC}	25 μA	:	0,5	A
R	2 Ω	:	10	MΩ
dB	10	:	62	dB

- microamperometro con scala a specchio
- efficiente sistema di protezione
- cambio portate tramite commutatore professionale
- dimensioni 8,5 x 13 x 3,5 cm

raccomandabile per l'industria, per il servizio assistenza e per l'insegnamento didattico



20121 **MILANO** VIA MOSCOVA, 40/7 - TEL. 667.326 - 650 884
00182 **ROMA** VIA SALUZZO, 49 - TELEFONO 727.663

Sperimentare
SELEZIONE RADIO - TV di tecnica

Direttore Responsabile: RUBEN CASTELFRANCHI
Editore: J.C.E.

Sped. in abb. post. Gr. III/70 — Luglio 1972

SOMMARIO

Si accettano abbonamenti soltanto per anno solare da gennaio a dicembre. E' consentito sottoscrivere l'abbonamento anche nel corso dell'anno, ma è inteso che la sua validità parte da gennaio per cui l'abbonato riceve, innanzitutto, i fascicoli arretrati.

INSERZIONISTI:

Sperimentare
SELEZIONE RADIO - TV di tecnica

Editore: J.C.E.

Direttore responsabile
RUBEN CASTELFRANCHI

Direttore tecnico
PIERO SOATI

Capo redattore
GIAMPIETRO ZANGA

Redattori
MARCELLO LONGHINI
ROBERTO SANTINI

Impaginatori
GIANNI DE TOMASI
IVANA MENEGARDO

Collaboratori
Lucio Biancoli - Ludovico Cascianini
Italo Mason -- A. Basso Ricci
Enrico Lercari - Serafini Domenico
Sergio d'Arminio Monforte
Gianni Brazioli
Mauro Ceri - Arturo Recla

Rivista mensile di tecnica elettronica ed altre scienze applicate.

Direzione, Redazione, Pubblicità:
Viale Matteotti, 66
20092 Cinisello B. - Milano
Telef. 92.81.801

Amministrazione:
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano

Autorizzazione alla pubblicazione
Trib. di Milano n. 4261
dell'1-3-1957

Stampa: Tipo-Lito Fratelli Pozzoni
24034 Cisano Bergamasco - Bergamo

Concessionario esclusivo
per la diffusione in Italia e all'Estero:
SODIP - V. Zuretti, 25 - 20125 Milano
V. Serpieri, 11/5 - 00197 Roma

Spediz. in abbon. post. gruppo III/70

Prezzo della rivista L. 600

Numero arretrato L. 1.200

Abbonamento annuo L. 5.500

Per l'Estero L. 8.000

I versamenti vanno indirizzati a:
Sperimentare - Selezione Radio TV
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
mediante l'emissione
di assegno circolare,
cartolina vaglia o utilizzando
il c/c postale numero 3/40678

Per i cambi d'indirizzo,
allegare alla comunicazione l'importo
di L. 500, anche in francobolli,
e indicare insieme al nuovo
anche il vecchio indirizzo.



cosa manca a un complesso B.&O.?

Osservando la foto riprodotta in questa pagina sareste certamente tentati di rispondere che a un B.&O. non manca proprio nulla: ma... pensateci un momento. Vi sembra forse che al mondo esista qualcosa paragonabile a questo che non si chiami B.&O.? E' impossibile! quindi, come vedete, ad un B.&O. manca un complesso di paragone perché nessuno riesce a costruire con la tecnica e l'estetica che contraddistinguono la produzione B.&O. Ma non crucciatevi per questo; anche Voi potrete avere un complesso senza paragone: Vi basta acquistare un B.&O.

COMBINAZIONE B.&O. n. 4 **Impianto stereo HI-FI composto da:**

1 Amplificatore stereo «Beomaster 3000»
1 Giradischi stereo «Beogram 1800»
2 Diffusori acustici «Beovox 3000»

Beovox 3000 ▶

prezzo
eccezionale
per la combinazione
completa

Beogram 1800 ▼

Beomaster 3000 ▼



PIEZO

RADIO MICROFONI



Trasmettitore microfonico PIEZO
WX-127
Microfono dinamico
3 transistor

Sistema di modulazione:	FM
Frequenza di emissione:	88 ÷ 106 MHz ± 75 kHz
Intensità di campo:	50 μV/m
Alimentazione:	2,6 Vc.c. mediante 2 pile da 1,3 V
Corrente assorbita:	4 mA
Dimensioni:	120 x 20 x 25

ZZ/1762-00



Trasmettitore microfonico PIEZO
WX-172
Microfono dinamico
3 transistor

Sistema di modulazione:	FM
Frequenza di emissione:	88 ÷ 106 MHz ± 75 kHz
Intensità di campo:	50 μV/m
Alimentazione:	9 Vc.c.
Corrente assorbita:	5 mA
Dimensioni:	175 x 28 x 41

ZZ/1766-00



Trasmettitore microfonico PIEZO
WA-186
Microfono dinamico
4 transistor

Sistema di modulazione:	OM
Frequenza di emissione:	1.400 ÷ 1.600 kHz
Intensità di campo:	15 μV/m
Alimentazione:	9 Vc.c.
Corrente assorbita:	10 mA
Dimensioni:	100 x 25 x 60

ZZ/1768-00



Trasmettitore microfonico PIEZO
WK-197
Microfono a condensatore
3 transistor

Sistema di modulazione:	FM
Frequenza di emissione:	88 ÷ 106 MHz ± 40 kHz
Intensità di campo:	50 μV/m
Alimentazione:	9 Vc.c.
Corrente assorbita:	5 mA
Dimensioni:	134 x 24 x 33

ZZ/1764-00

REPERIBILI PRESSO TUTTI I PUNTI DI VENDITA DELL'ORGANIZZAZIONE G.B.C. IN ITALIA





Trasmettitore microfonico PIEZO
WX-205
Microfono dinamico
3 transistor

Sistema di modulazione:	FM
Frequenza di emissione:	76 ÷ 90 MHz ± 75 kHz
Intensità di campo:	15 μV/m
Alimentazione:	9 Vc.c.
Corrente assorbita:	3,5 mA
Dimensioni:	135 x 22 x 35

ZZ/1763-00



il cambiadischi stereo più...

CAMBIADISCHI STEREO ELAC
MOD. MIRACORD 610

Cambiadischi stereo HI-FI completamente automatico, con possibilità d'impiego come giradischi a funzionamento continuo • 4 velocità • Motore asincrono a quattro poli • Braccio in lega leggera • Pressione d'appoggio regolabile da 0 a 6 g • Dispositivo di compensazione antiskating • Comandi a tasto • Completo di cartuccia STS 244-17 • Alimentazione 110 ÷ 220 V - 50/60 Hz • Peso del piatto 1,3 kg • Dimensioni 340 x 270 mm.

nuovissimo - pratico - completo



IN VENDITA PRESSO TUTTI I PUNTI DELL'ORGANIZZAZIONE  IN ITALIA.

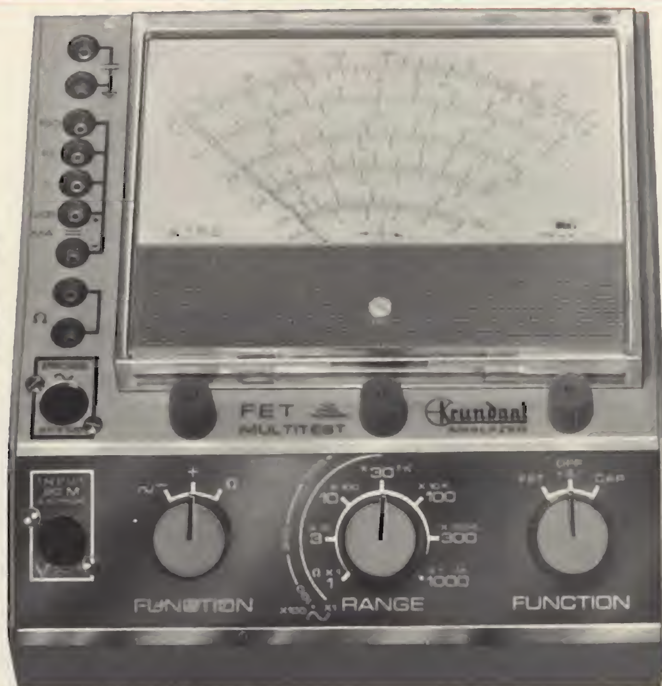
condensatori elettrolitici



FACON FABBRICA CONDENSATORI ELETTRICI s.r.l. - 21100 VARESE - VIA APPIANI 14 - TELEF. 82300

FET multitest

NUOVO



Vantaggi:

L'assenza del cavo di rete permette di collocare lo strumento nel posto più comodo per la lettura. E' più stabile perché è indipendente dalla rete e non ci sono effetti di instabilità dello zero come nei voltmetri a valvola. E' più sensibile: per la misura delle tensioni continue di polarizzazione dei transistori e delle tensioni alternate presenti nei primi stadi di BF o RF. Completato da una portata capacimetrica da 2 pF a 2000 pF (misura con oscillatore interno a RF) e da cinque portate da 0,05 a 100 mA. Lo strumento è protetto contro i sovraccarichi e le errate inserzioni. Alimentazione: 2 pile piatte da 4,5 V, durata 800 ore min. pila da 1,5 V per l'hommetro. Particolarmente utile per i tecnici viaggianti e per riparazioni a domicilio.

Caratteristiche:

Vc.c.	— 1... 1000 V impedenza d'ingresso 20 MΩ
	— tolleranza 2% f.s.
Vc.a.	— 1 V... 1000 V impedenza d'ingresso 1,2 MΩ, 15 pF in parallelo
	— tolleranza 5%
	— campo di frequenze: 20 Hz ...20 MHz lineare
	— 20 MHz ...50 MHz ± 3 dB
	— misure fino a 250 MHz con unico probe
Ohm	— da 0,2 Ω a 1000 MΩ f.s.
	— tolleranza 3% c.s.
	— tensione di prova 1,5 V
Capacimetro	— da 2... 2000 pF f.s.
	— tolleranza 3% c.s.
	— tensione di prova ≅ 4,5 V. 35 kHz
Milliampere	— da 0,05 ...100 mA
	— tolleranza 2% f.s.

ECONOMICO PRATICO

test instruments



TRANSIGNAL AM
Per l'allineamento dei ricevitori AM e per la ricerca dei guasti.
— Gamma A: 550 - 1600 kHz
— Gamma B: 400 - 525 kHz
Taratura singola a quarzo.
Modulazione 400 Hz.

Prezzo L. 16.800



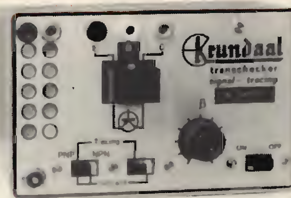
TRANSIGNAL FM
Per la taratura della media frequenza dei televisori e radio FM.
Caratteristiche:
Gamma A - 10,3........11,1 MHz
Gamma B - 5,3........5,7 MHz
Taratura singola a cristallo toll. 0.5%
Alimentazione pila 4,5 V durata 500 ore o più.

Prezzo L. 19.500



TRANSIGNAL BF (Serie portatile)
— Unica gamma 20 Hz - 20 kHz
— Distorsione inferiore allo 0.5%
— Stabilità in ampiezza migliore dell'1%
— Alimentazione 18 V (2 x 9 V in serie)
— Durata 200 ore
— Uscita 1 V eff.

Prezzo L. 16.800



PROVA TRANSISTORI IN CIRCUIT-OUT-CIRCUIT
Per l'individuazione dei transistori difettosi anche senza dissaldarli dal circuito. **Signaltracing.** Iniettori di segnali con armoniche fino a 3 MHz uscita a bassa impedenza.

Prezzo L. 14.800



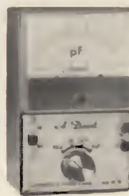
SIGNAL TRACER
Per l'individuazione diretta del guasto fin dai primi stadi di apparecchiature Radio AM, FM, TV, amplificatori audio ecc.
Ottima sensibilità e fedeltà.
Alta impedenza d'ingresso, 2 MΩ
Distorsione inferiore all'1% a 0.25 W
Potenza d'uscita 500 mW
Possibilità di ascolto in cuffia e di disinserzione dell' altoparlante per uso esterno.
Alimentazione 9 V con 2 pile piatte da 4,5 V.

Prezzo L. 39.500



TRANSISTOR DIP-METER
Nuova versione
Strumento portatile da laboratorio per la verifica dei circuiti accordati passivi e attivi, sensibile come oscillatore e come rivelatore.
campo di frequenza 3...220 MHz in 6 gamme
taratura singola a cristallo tolleranza 2%
presa Jack per l'ascolto in cuffi· del battimento
alimentazione pila 4,5 V durata 500 ore.

Prezzo L. 29.500



CAPACIMETRO A LETTURA DIRETTA
nuova versione
Misura da 2 pF a 0,1 µF in quattro gamme: 100 pF - 1 nF - 10 nF - 0,1 µF f.s.
Tensione di prova a onda quadra 7 V circa.
Frequenze: 50 - 500 - 5000 - 50.000 Hz circa.
Galvanometro con calotta granluce 70 mm.
Precisione 2% f.s.

Prezzo L. 29.500



GENERATORE DI BARRE TV
Per il controllo della sensibilità del TV, della taratura approssimata della MF video, della linearità verticale e orizzontale e della sintonia dei canali VHF e UHF durante l'installazione.
— Gamma 35-85 MHz.
— In armonica tutti gli altri canali.
— Taratura singola a quarzo.

Prezzo L. 19.800

DAVOLI

GRATIS A RICHIESTA MANUALE ILLUSTRATO DI TUTTI GLI STRUMENTI KRUNDAAL
DATI DI IMPIEGO - NOTE PRATICHE DI LABORATORIO

VIA F. LOMBARDI, 6/8 PARMA (ITALY)



COMPACT MUSIC SYSTEM FOR TOTAL HOME STEREO ENTERTAINMENT - FM STEREO, RECORDS AND CASSETTES

HP-239:

Ecco un complesso stereo Hi-Fi SONY completo, che riunisce un sinto-amplificatore stereo, un giradischi professionale ed un registratore a cassetta in corpo unico. Il tutto è completato da due diffusori acustici di elevata qualità.

Sezione sintonizzatore

- Gamme di sintonia: FM 87,5 ÷ 108 MHz; AM 530 ÷ 1605 kHz.
- Rapporto segnale/disturbo: FM 65 dB; AM 50 dB.
- Sensibilità: 2,2 μV in FM con rapporto segnale disturbo 30 dB.

Sezione amplificatore

- Potenza d'uscita: 10 W per canale.
- Risposta in frequenza: Ingresso tape 40 Hz ÷ ÷ 40.000 Hz ± 3 dB a 1 W d'uscita.

Sezione giradischi

- Velocità: 33 1/3 e 45 g/min.
- Cartuccia ceramica.
- Puntina conica in diamante.

Altoparlanti

- Sistema: 2 vie - 2 altoparlanti.
- Impedenza: 8 Ω.
- Dimensioni: 235 x 380 x 213.
- Peso: 3 kg.

Sezione registratore

- 4 tracce stereo e 2 tracce mono in registrazione e riproduzione.
- Velocità: 4,8 cm/s.
- Risposta in frequenza: 40 ÷ 10.000 Hz.

Caratteristiche generali

- Alimentazione: 110 - 127 - 220 - 240 V/50-60 Hz.
- Dimensioni: 587 x 250 x 437.
- Peso: 15,8 kg.

UNITÀ SEPARATE PER IMPIEGO SPERIMENTALE

a cura del Dott. A. RECLA

Descriviamo qui dei complessi fondamentali (il comparatore, l'amplificatore, il multivibratore, l'integratore e il formatore sinusoidale) realizzati in unità separate per scopo sperimentale e didattico.

Queste unità sono realizzate in una custodia in plastica col vantaggio che per la costruzione è sufficiente un soggetto da traforo e un trapanino, inoltre non occorre isolare le prese e i comandi. I vari componenti sono montati su una piastra fissata al fondo della custodia.

L'alimentazione è effettuata con batterie a secco, ciò evita il pericolo di scosse.

Le unità sono costruite in modo da poterle impiegare non solo singolarmente, ma anche collegate assieme. Se ad esempio le unità dell'integratore, del multivibratore e dell'amplificatore vengono collegate come in fig. 2, si ottiene un generatore a tensione sinusoidale-triangolare-rettangolare con frequenza regolabile.

Al fine di sfruttare i più moderni componenti, vengono impiegati degli amplificatori operazionali integrati mentre i transistori sono ridotti al minimo indispensabile.

IL COMPARATORE DI TENSIONI

Il comparatore qui descritto serve per comparare una tensione con un'altra interna allo scopo di conoscerne la polarità e l'ordine di grandezza.

La fig. 3 mostra la custodia con i comandi e gli attacchi. Questi sono: 1) entrata; 2) polo di riferimento dell'entrata; 3) commutatore di funzionamento con le posizioni 0 (entrata senza controtensione), 1, 3 e 5 (entrata con tensione in opposizione di +1 V, +3 V, +5 V); 4) interruttore; 5) lampadina blu per indicare quando l'entrata 1 è più negativa della polarità di riferimento 2; 6) lampadina rossa per indicare quando l'entrata 1 è più positiva della polarità di riferimento 2; 7) uscita.

Il circuito del comparatore (figura 4) comprende l'amplificatore operazionale V1. I transistori com-



Fig. 1 - Le unità sperimentali: l'integratore e il formatore sinusoidale (sopra) il comparatore (a sinistra) il multivibratore (in mezzo) e l'amplificatore (a destra).

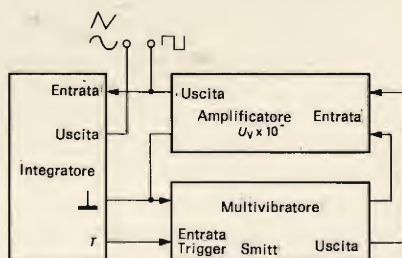


Fig. 2 - Schema a blocchi di un generatore sinusoidale-triangolare-rettangolare



Fig. 3 - Attacchi e comandi del comparatore di tensioni.

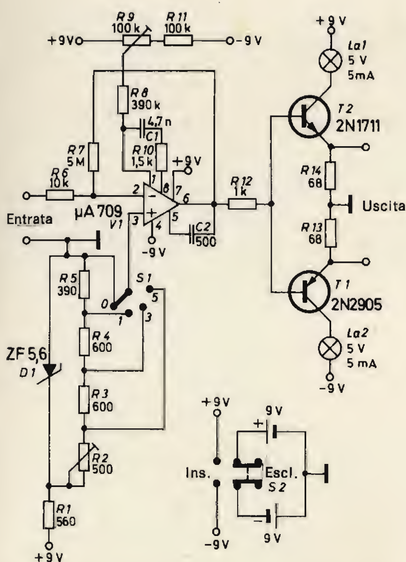


Fig. 4 - Schema elettrico del comparatore di tensioni.

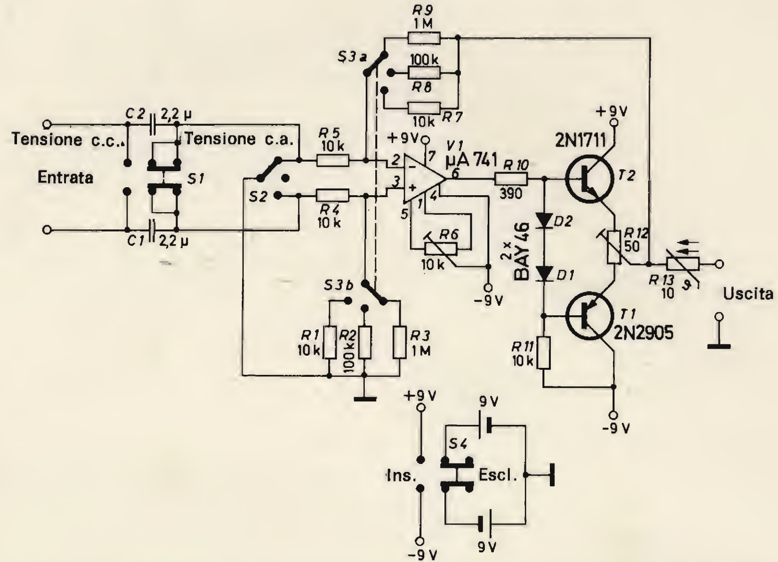


Fig. 7 - Schema elettrico dell'amplificatore impiegante due transistori e un circuito integrato.

plementari T1 e T2 servono da amplificatori per l'inserzione delle lampadine La1 e La2. Un segnale positivo, applicato sull'attacco 2, rende conduttore il transistore T1 accendendo così la lampadina rossa. Applicando invece una tensione negativa, T2 diviene conduttore e si accende la lampadina blu La1.

In posizione 0 dell'interruttore S1, le lampadine indicano qualsiasi segnale con la polarità corrispondente e indipendentemente dal valore. Nelle posizioni 1, 3 e 5 del commutatore S1 vengono prelevate le tensioni in opposizione di +1 V, +3 V e +5 V.

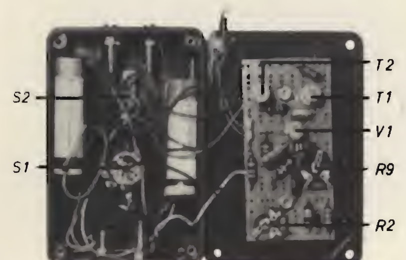


Fig. 5 - Foto dell'interno del comparatore di tensioni.



Fig. 6 - Comandi e prese dell'amplificatore il cui schema elettrico è visibile in figura 7.

Dette tensioni vengono ricavate dal partitore R1 - R5 e stabilizzate col diodo D1. Una tensione di entrata positiva può commutare il comparatore solo quando essa è maggiore della tensione di comparazione regolata. R7 serve per limitare l'amplificazione di V1 in modo da impedire che il circuito divenga instabile. I resistori R8, R9 e R11 compensano la tensione offset dell'amplificatore operazionale R10 e i condensatori C1 e C2 servono per la compensazione della frequenza. La fig. 5 mostra il montaggio del comparatore.

L'AMPLIFICATORE

La fig. 6 ne mostra il pannello con i comandi e gli attacchi.

Essi sono:

1) Commutatore per tensione continua e alternata; 2) entrata invertibile (—); 3) entrata non invertibile (+); 4) commutazione per l'entrata differenziale, entrata non invertibile a massa, entrata invertibile a massa; 5) commutatore a scatti per le amplificazioni x 1, -, x 10 x 100; 6) interruttore; 7) uscita non simmetrica.

L'entrata dell'amplificatore (figura 7) può venire commutata a volontà, su accoppiamento capacitivo o diretto, mediante S1. Col commutatore S2 le due entrate possono venir inviate a massa oppure separate. Il resistore R5, assieme con i resistori di controreazione commutabili R7, R8, R9, determina il fattore di amplificazione. Un analogo partitore si trova sull'entrata non invertibile, commutabile con S3b. La resistenza R6 compensa la tensione offset e serve pure per simmetrizzare lo stadio d'uscita.

Lo stadio d'uscita è un amplificatore in controfase equipaggiato con i transistori T1 e T2. Le eventuali distorsioni causate dalla tensione di cross-over dei transistori vengono compensate dai diodi D1 e D2 posti in conduzione. Il resistore R12 serve per compensare le differenze di ampiezza fra le semionde positive e negative, mentre il resistore PTC, R13 serve da protezione per l'amplificatore di uscita. Infatti aumentando la tensione di uscita, il suo valore aumenta, ciò determina automaticamente una limitazione di corrente. La fig. 8 mostra il montaggio dell'amplificatore.

MULTIVIBRATORE

Gli attacchi dell'unità multivibratore sono (fig. 9): 1) entrata per multivibratore monostabile; 2) tensione di riferimento; 3) entrata per

multivibratore bistabile e per il trigger di Schmitt; 4) commutatore monostabile-astabile; 5) commutatore per funzionamento monostabile e astabile o con trigger di Schmitt e bistabile; 6) commutatore di inserzione; 7) regolazione fine per frequenza in funzionamento astabile e durata d'impulso in funzionamento monostabile; 8) commutatore a scatti per funzionamento astabile e durata d'impulso in funzionamento monostabile; 9) uscita.

Le funzioni del circuito vengono ottenute commutando gli elementi esterni dell'amplificatore operazionale (fig. 10). Il funzionamento come oscillatore bloccato è determinato dall'accoppiamento di reazione dall'uscita sull'entrata non invertibile (attàcco 3) e dall'accoppiamento controfase dell'uscita sull'entrata invertibile (attacco 2).

I resistori R7, R8 e R9 formano un partitore col quale si regola la tensione di soglia dell'amplificatore operazionale. I resistori di controreazione R3 e R5 insieme con i condensatori C2 - C7 rappresentano le costanti di tempo per il funzionamento mono e astabile. Nel funzionamento monostabile il diodo D1 viene commutato con S1 sull'entrata invertibile dell'amplificatore operazionale. Il diodo evita un aumento della tensione negativa sull'entrata invertibile; per una tensione positiva il diodo si blocca.

Tramite il commutatore S3a ed S3b si commuta l'amplificatore operazionale dal funzionamento in monostabile, rispettivamente astabile in funzionamento bistabile rispettivamente in trigger di Schmitt. Il commutatore S3a stacca perciò i condensatori C2 - C7 dall'entrata invertibile e il commutatore S3b commuta i resistori R3, R5 sul resistore di controreazione R4. Con questo resistore il fattore di amplificazione dell'amplificatore viene abbassato per assicurare un funzionamento stabile del trigger di Schmitt. Il montaggio con la disposizione dei componenti sulla piastra è rappresentato in fig. 11.

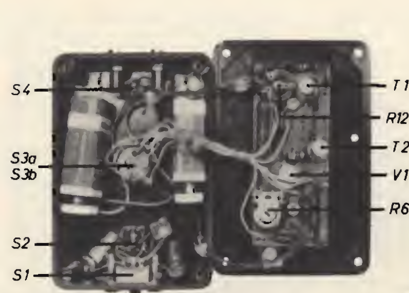


Fig. 8 - Foto dell'interno dell'amplificatore.

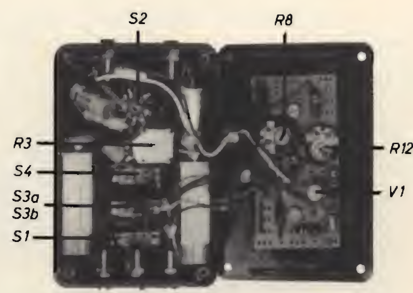


Fig. 11 - L'interno del multivibratore.



Fig. 9 - Comandi e prese del multivibratore.



Fig. 12 - L'esterno dell'integratore e formatore sinusoidale.

INTEGRATORE E FORMATORE SINUSOIDALE

I comandi e gli attacchi per l'integratore e il formatore della sinusoide sono (fig. 12): 1) uscita dell'integratore (per es. per il controllo del trigger di Schmitt); 2) commutatore di inserzione; 3) entrata dell'integratore (per es. segnale di uscita di un trigger di Schmitt); 4) boccola per la tensione di riferimento; 5) commutatore triangolare - sinusoidale; 6) uscita triangolare-sinusoidale; 7) commutatore di frequenza x0,1 x1, x10, x100; 8) regolazione della frequenza.

L'integratore comprende l'amplificatore operazionale V1 (fig. 13). La rete che determina la frequenza è costituita da R1 e R2 con i condensatori C1 - C4; questi, attraverso R1 e R2, si caricano alla tensione esistente all'entrata. Variando la polarità di questa, si ottiene una

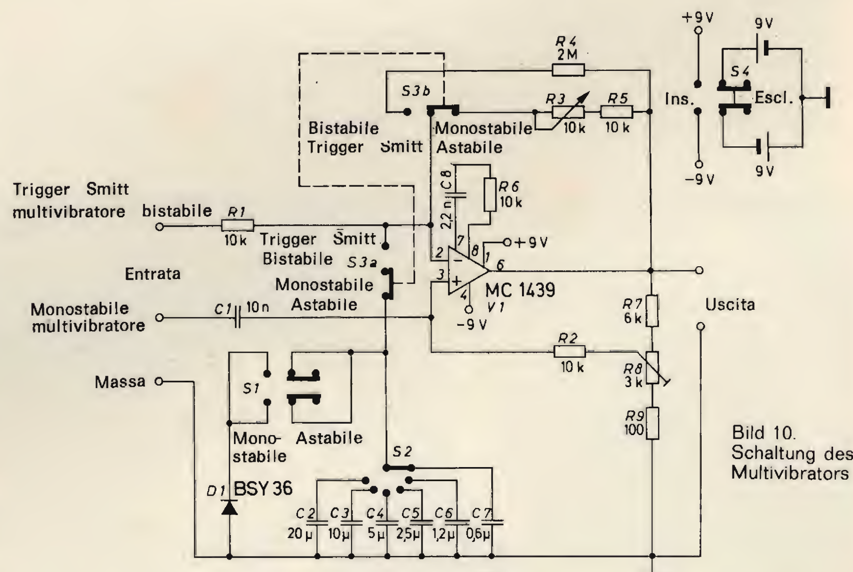


Fig. 10 - Schema elettrico del multivibratore impiegante un circuito integrato.

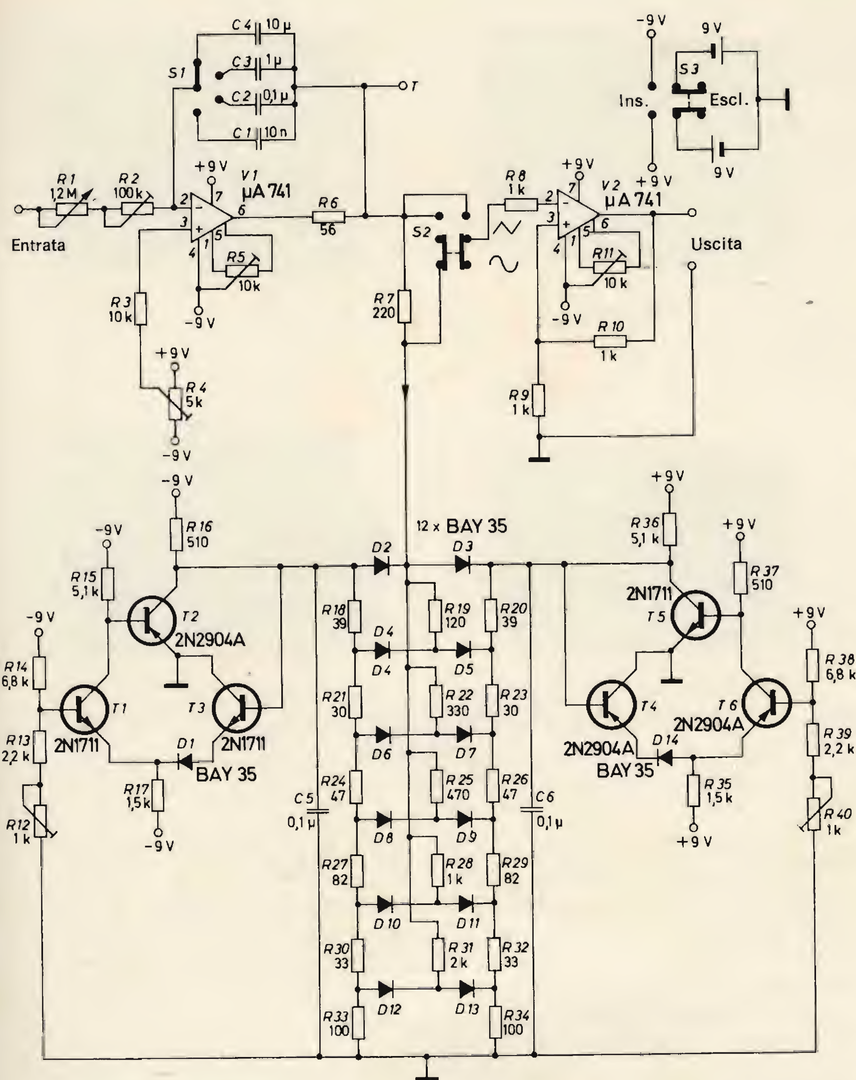


Fig. 13 - Disegno illustrante lo schema elettrico dell'integratore e formatore sinusoidale.

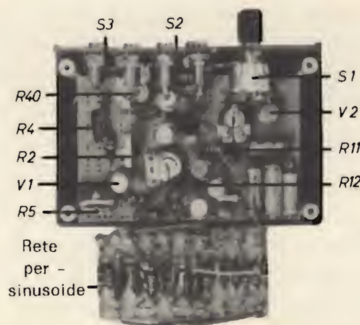


Fig. 14 - L'interno dell'integratore e formatore sinusoidale.

tensione triangolare, mentre il potenziometro R4 serve per la simmetria del segnale triangolare. All'uscita T viene collegato lo stadio trigger necessario per ottenere i segnali rettangolari. Tramite il resistore di disaccoppiamento R7 il segnale triangolare viene inviato alla rete a diodi D2 - D13. Questa rete trasforma il segnale triangolare in uno sinusoidale. I diodi vengono polarizzati attraverso i generatori a tensione costante T1, T2, T3 e T4, T5, T6. D1 e D14 compensano le variazioni di tensione che si possono formare sui diodi D2 - D13 per l'influenza della temperatura. Tramite il commutatore S2 la forma del segnale desiderato viene trasferita all'entrata dell'amplificatore operazionale V2 inserito come trasformatore d'impedenza.

La disposizione dei componenti è riportata in fig. 14.

La sistemazione dell'integratore del formatore sinusoidale e del trasformatore d'impedenza per semplicità è stata effettuata in un'unica custodia, mentre i tre complessi possono pure venire costruiti in unità separate. Se il carico dell'uscita è piccolo, per es. con un oscillografo oppure con un voltmetro che hanno una resistenza interna elevata, il trasformatore d'impedenza V2 può risultare superfluo.

REGOLATORE ELETTRONICO DI VELOCITA'

a cura di M. CRIPPA

L'apparecchio che descriviamo in questo articolo è una specie di reostato automatico di luce che si presta all'impiego in numerose applicazioni. Oltre a poter essere usato nelle sale da teatri o nei cinematografi, infatti, l'apparecchio può essere usato per regolare la velocità di alcuni motori, come ad esempio quelli per lucidatrici, trapani ecc.

La costruzione di questo montaggio è di una facilità estrema e può essere effettuata, in pochissimo tempo, anche dal dilettante meno esperto.

L'apparecchio, inoltre, non ha bisogno di messa a punto, la sola regolazione viene effettuata agendo sul potenziometro.

La sua tensione d'alimentazione è 110/120 e 220 V; l'intensità massima disponibile è 7 A.

COSA E' LA COPPIA?

Per meglio comprendere il funzionamento di questo apparecchio bisogna conoscere che cosa è la coppia.

La coppia, in meccanica, è un sistema di forze uguali, parallele, ma di senso contrario; il disegno della figura 1 chiarisce meglio il concetto.

Prendiamo ora in cosiderazione il motore di un trapano, per esempio, la cui velocità è regolata, a vuoto, a 1000 giri al minuto; l'apparecchio che presentiamo ha il compito di tenere sotto controllo questa velocità, nel momento in cui il motore subisce un sovraccarico.

Questo esempio d'impiegio chiarisce già abbastanza bene le possibili altre applicazioni.

Volendo sostituire questo apparecchio con un regolatore di velocità meccanico si andrebbe incontro a dei problemi non indifferenti quali il costo superiore, il volume di gran lunga maggiore e il peso che avrebbe la complessa apparecchiatura.

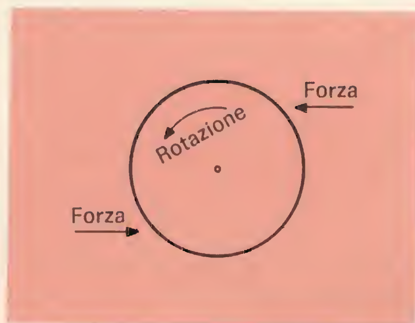


Fig. 1 - Disegno illustrante il principio della coppia.

PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

Quando il motore è sovraccaricato, la corrente e la tensione esistente tra k (catodo) e A (anodo) aumentano.

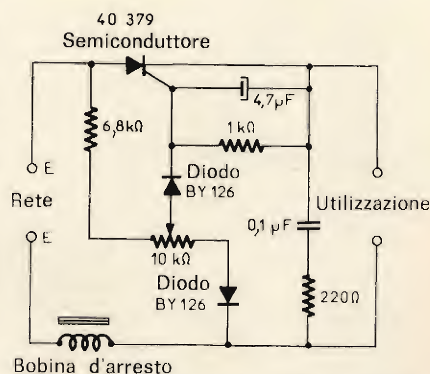


Fig. 2 - Schema elettrico del regolatore di velocità presentato in questo articolo.

La stessa cosa succede alla tensione del «gate» che sblocca il funzionamento del tiristore, aumentando così il consumo.

Il risultato di tutto ciò è un au-

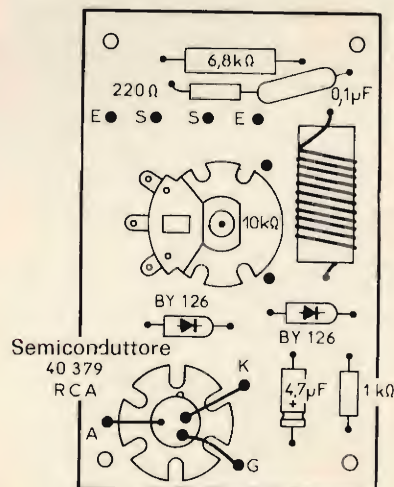


Fig. 3 - Piano di cablaggio dei componenti sulla piastrina.

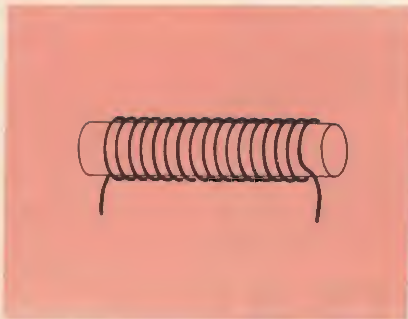


Fig. 4 - La costruzione della bobina viene effettuata su di un supporto in ferrite da 10 mm di diametro e comporta da 15 ÷ 20 spire di filo di rame da 10/10 di diametro spaziate tra loro di 1 mm.

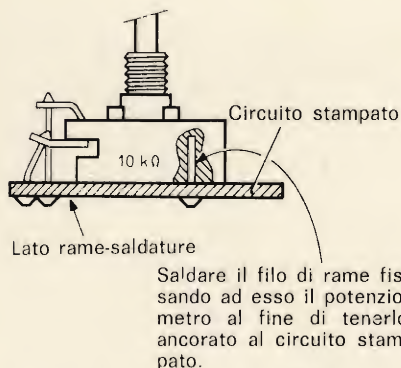


Fig. 5 - Disegno illustrante un pratico sistema di fissaggio del potenziometro.

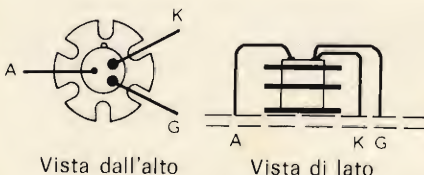


Fig. 6 - Vista superiore in A e vista laterale in B del tiristore 40379 impiegato nella costruzione di questo montaggio.

mento della tensione di uscita o «utilizzazione», e il ristabilimento, praticamente istaneo, — qualche millisecondo — della velocità del motore.

Per meglio comprendere tutto ciò possiamo paragonare, per esempio, il nostro dispositivo ad un reostato automatico che ha il compito, mano a mano che il motore tende a rallentare a seguito di un sovraccarico, di diminuire il valore delle resistenze in serie in un circuito.

Lo schema di principio del regolatore di velocità è visibile in figura 2, mentre in figura 3 si nota la disposizione dei componenti montati su di una piastrina per montaggi sperimentali. La disposizione serve anche come base per la realizzazione dell'eventuale circuito stampato.

COSTRUZIONE

Bobina d'arresto

La bobina d'arresto, come illustra la figura 4, è costituita da 15 ÷ ÷ 20 spire di filo di rame da 10/10 di diametro, avvolte su di un supporto in ferrite da 10 mm di diametro e spaziate tra loro di 1 mm circa.

Potenziometro

Per quanto riguarda la parte elettrica ed elettronica non c'è nulla da dire perché è tutto abbastanza semplice. Il solo punto a cui bisogna fare attenzione riguarda il potenziometro; esso, infatti, ha l'asse, sul quale viene fissato la manopola di comando, che fuoriesce dal contenitore, quindi, essendo questo asse sottoposto a frequenti manipolazioni, esige un fissaggio solido, onde evitare inconvenienti indesiderati che tutti possono immaginare.

A questo riguardo il consiglio che possiamo darvi è quello di seguire il disegno di figura 5 che mostra un sistema molto pratico e sicuro per risolvere il problema del fissaggio attraverso l'impiego di una piccola squadretta.

Precisiamo, però, che non è da escludere qualsiasi altro sistema di fissaggio, ognuno può procedere come meglio crede, altrimenti che gusto ci sarebbe ad essere sperimentatori?

Tiristore

In questo montaggio viene utilizzato un tiristore del tipo RCA 40379 del quale la figura 6a/b mostra rispettivamente la vista dall'alto e la vista di lato.

Contenitore

Il contenitore è illustrato in figura 7. Le misure sono riportate nel disegno, per cui non necessita di nessuna spiegazione.

La sola operazione da eseguire è quella di praticare due fori, uno in alto, che serve a far passare l'asse del potenziometro, l'altro a lato, per il cordone dell'alimentazione da rete.

CONCLUSIONE

Abbiamo presentato un dispositivo dalle molteplici applicazioni la cui realizzazione non comporta una spesa eccessiva e una grande abilità; possiamo quindi definirlo un montaggio alla portata dei meno esperti e dei più squattrinati sperimentatori.

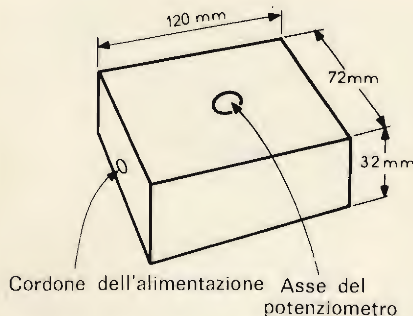


Fig. 7 - Dimensioni del contenitore e vista dei due fori da praticare; uno per il potenziometro e l'altro per il cordone dell'alimentazione.

ADOTTATI IN OLANDA ANCHE PER I PRIVATI I TELEFONI A PULSANTI

Utrecht. Cinquanta abbonati ai telefoni di Utrecht saranno i primi privati a disporre di telefoni a pulsanti, sinora impiegati soltanto in alcuni grossi impianti industriali. Niente più quindi rotazione del disco ad ogni numero da comporre, ma basterà premere il relativo pulsante — del 2 o del 7 o del 5, l'uno dopo l'altro — ed il gioco è fatto.

L'adozione dei telefoni a pulsanti è stata resa possibile dalla installazione, avvenuta proprio ad Overvecht nei pressi di Utrecht, di una centrale telefonica comandata da computer. A questa centrale, entro agosto, potranno venir collegati 1000 numeri.

«MINISTAB - 3»

stabilizzatore di tensione e corrente senza diodi zener



di G. BRAZIOLI

Questo stabilizzatore, da impiegare a seguito di qualunque alimentatore di rete che non preveda regolazioni proprie, pur non impiegando diodi Zener è in grado di mantenere fissa una tensione ed una corrente di uscita entro ampi limiti.

In questa nota vi presentiamo un circuito dall'indubbio interesse. Si tratta di uno stadio stabilizzatore che ha una notevolissima capacità di regolazione, non solo nei confronti della **tensione** di uscita, ma fatto più originale, della **corrente** che circola nel carico. Sarà quindi estremamente utile per realizzare alimentatori in grado di caricare accumulatori al Nickel-Cadmio senza eccedere nelle intensità previste, o in altri alimentatori che si impieghino per sperimentare quei circuiti che temono un sovraccarico anche momentaneo.

Certo avete visto altri schemi in grado di compiere analoghe funzioni, ma questo è senza dubbio il più semplice, anche perché non utilizza diodi zener e necessita di due sole resistenze e nessun condensatore!

Il circuito è presentato nella figura 1, studiamone il funzionamento teorico.

All'ingresso, con i valori a schema, possono essere applicate tensioni da 4,5 a 18 V ed ai capi del carico (R1) si avrà una tensione che varia solamente tra 3,7 e 4,1 V; la corrente che circola nel carico, mutando di ben 14 V la tensione di ingresso varia di poco più di 1 mA, da 9,8 e 3,96 mA circa.

Per comprendere come lo stadio lavori, dobbiamo rammentare che i transistori non conducono se la base non ha un certo livello di polarizzazione nei confronti dell'emettitore.

Nei PNP, la base deve essere «più negativa» dell'emettitore, negli NPN, «più positiva».

Praticamente, se il transistore osservato è al Germanio, basterà una «polarizzazione» tale da differenziare di 0,35-0,4 V la base dell'emettitore, e si otterrà la piena conduzione.

Se invece è al Silicio, il valore và raddoppiato; praticamente un NPN al Silicio conduce pienamente allorché la base è «più positiva» dell'emettitore per un valore di circa 0,7-0,75 V.

Rivediamo la figura 1.

DS1 e la R2 formano un partitore in cui circola una parte della corrente di alimentazione, dato che il diodo è un comune elemento al Silicio, e che è connesso nel senso «diretto» nei confronti della VB.

La corrente che circola in tal modo, produce una caduta di tensione che vale circa 0,6-0,7 V alla base del transistore.

Abbiamo quindi il capo della R2 connesso alla base, «più negativo» rispetto al valore del positivo generale, e lo abbiamo «più negati-

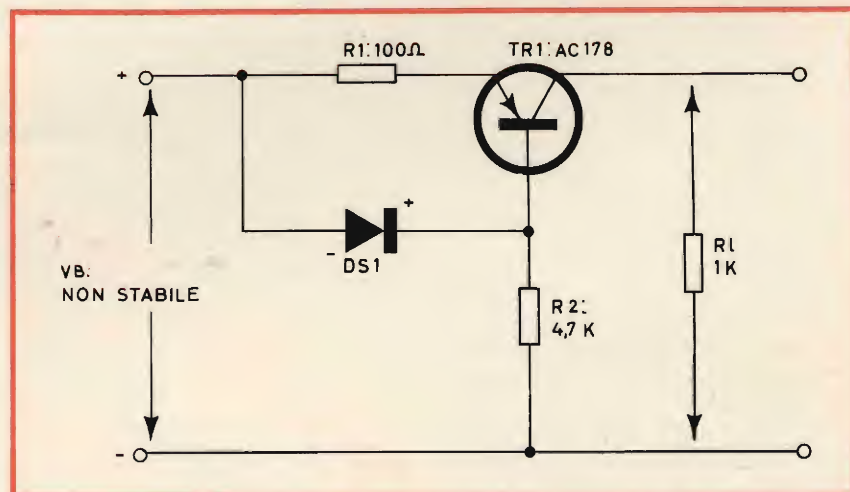


Fig. 1 - Schema elettrico dello stabilizzatore di tensione presentato in questo articolo.

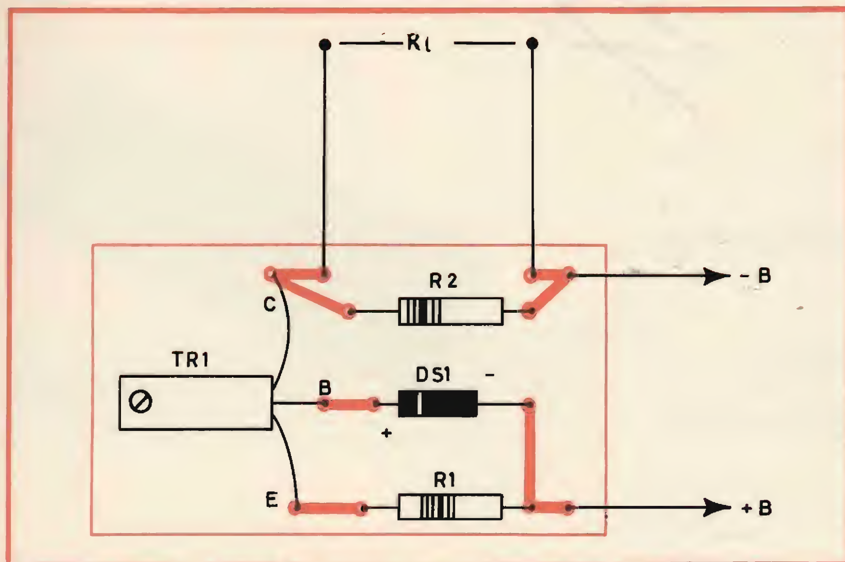


Fig. 2 - Circuito stampato e disposizione dei componenti sulla piastrina.

vo» di quel tanto che produce la piena conduzione del TR1, che, si noti, è un PNP.

Ciò avviene, logicamente, se manca il carico.

Poniamo però di collegare appunto il carico all'uscita. Così facendo, una corrente attraverserà il transistore e la R1 e sulla medesima si stabilirà una caduta di tensione che varrà circa 500-600 mV. Avremo allora l'emettitore che è a sua volta «più negativo» del «+ generale» di questa entità.

In tal modo, la differenza di polarizzazione B-E cadrà a soli 100-200 mV, insufficienti per mantenere nel regime di conduzione il transistore.

Ovviamente più il carico assorbe potenza, più aumenterà la caduta di tensione sulla R1, e più il transistore tenderà ad interdirsi. Quindi l'uscita può essere sovraccaricata o cortocircuitata ma non avverrà nulla. Se per contro il carico si «alleggerisce» il TR1 tenderà a condurre di nuovo, **regolando** in tal modo sia la corrente, sia la tensione che attraversano la RL.

Analogamente, se la tensione all'ingresso aumenta, il transistore reagirà alla maggior corrente che in tal modo «risulterebbe», andando verso l'interdizione, quindi proteggendo il carico.

I valori delle resistenze R1-R2 dati allo schema, sono tutt'altro che fissi, ed anzi sono stati calcolati per una applicazione tipica di corrente e tensione all'uscita che probabilmente non coincide con le necessità del lettore.

Ai fini della corrente, ovvero della **massima** corrente (I max) che si vuole far circolare nel carico, qualunque sia la tensione all'ingresso (entro i limiti detti, e anche maggiori) si può calcolare la R1, resistenza di «caduta» con la formula:

$$R1 = \frac{0,5}{I_{max}}$$

Nulla di più facile! Anche il calcolo della R2 è assai semplice, la relativa formuletta è la seguente:

$$R2 = \frac{VB\ tip}{\dfrac{I}{2\ \text{Beta TR1}}}$$

Comunque, il valore della R2 non è eccessivamente critico. Impiegando le due formule, il lettore può dimensionare lo stabilizzatore secondo le necessità che di volta in volta gli si presentano.

Parliamo ora delle altre parti. Il TR1 impiegato sperimentalmente, quello del prototipo, è un AC178 della Telefunken, che lavora davvero... «al risparmio», in questo caso. E' bene comunque abbondare sempre nella scelta del modello da impiegare, evitando che il TR1 sia sottoposto al sovraccarico.

Anche chi non conosce l'AC178, leggendo la sigla vede che si tratta di un modello al Germanio «AC» infatti sta per «transistore al Germanio di piccola o media potenza e limitata frequenza di lavoro».

Volendo impiegare un elemento al Silicio, cosa avviene? Diremo che in questo particolare circuito i transistori al Germanio sembrano funzionare meglio, con più linearità e prontezza di intervento.

Se però il lettore intende usare un transistore al Silicio perché lo ha disponibile o per ragioni di stabilità termica e varie altre, dovrà impiegare DUE diodi al silicio posti in serie al posto del singolo DS1, e la R1 dovrà essere calcolata diversamente, ovvero:

$$R1 = \frac{0,75}{I_{max}}$$

Tutto ciò, logicamente per transistori al Silicio PNP, perché se il TR1 fosse NPN, i diodi, oltre che essere **due** dovrebbero essere invertiti per presentarsi alla Vb sempre nel senso della conduzione, infatti la Vb medesima dovrebbe cambiare polarità per adeguarsi al transistore.

Non v'è molto altro da dire, ma

VB	Vo (tensione ai capi di R1)	Io
4,5	3,7	3,8 mA
6	3,75	3,82
10	3,8	3,85
12	3,82	3,86
15	3,9	3,93
20	4,1	4,15
25	4,2	4,25

preciseremo, a titolo di esempio, le misure effettuate sul dispositivo di figura 1, misure che contraddistingono più che le prestazioni del circuito specifico, con i valori dati, **il comportamento** di uno stabilizzatore siffatto, poiché il coefficiente di stabilizzazione non muta anche se si variano le tensioni e le correnti in gioco.

Ed ecco lo «specchietto relativo»:

Da queste note, appare chiaro che lo stabilizzatore... «stabilizza davvero!». Se si calcola che tutto il lavoro è compiuto da un apparecchio composto da sole quattro parti economiche, dalla irrisoria facilità costruttiva, che non impiega alcun diodo speciale, a corrente costante e simili, forse lo schema può **a ragione** essere ritenuto degno di interesse.

A proposito di diodi: sin'ora abbiamo detto che il DS1 è al Silicio, ma non abbiamo precisato il modello.

In effetti una precisazione non occorre, perché **qualunque** diodo del genere può essere impiegato. Nel partitore R2-DS1 scorre una intensità limitatissima, quindi anche un elemento per «segnali» (1N914, FD100 e simili) può essere usato.

Nel comune, allora, DS1 sarà un rettificatore «plastic-case» per radio-TV, ripetiamo, di qualunque marca e modello.

Concludiamo dicendo che lo stabilizzatore è studiato per correnti modeste, quelle che sono necessarie per caricare un accumulatore Ni Cd, un preamplificatore, o analoghi dispositivi.

I principi su cui opera, però, rimangono certamente validi anche nel campo delle correnti elevate, quindi, se il lettore vuole utilizzarlo in questa veste, non avrà che dimensionare opportunamente i vari componenti in gioco; leggi il transistore prima di tutto, e poi i resistori che per valori di corrente modesti possono essere da 1 W o analoghi.

Nel campo delle intensità elevate, il ragionamento sul diodo non sarà più valido: un transistore di potenza assorbe una notevole corrente anche sulla base, quindi non più «qualunque diodo purché al Silicio», ma un diodo **adatto** alla nuova funzione.

IL TRANSMATCH:

una soluzione per il problema delle antenne

di I2JJK

La vita dell'OM, del Radioamatore, è irta di difficoltà come di grosse soddisfazioni. Ci si può infatti collegare legalmente con tutto il mondo ma occorre superare un esame teorico ed uno pratico che in Italia sono ancora troppo severi e soprattutto applicati senza la necessaria gradualità. Poi, fatto il TX, il trasmettitore (la cosa più semplice è cominciare in telegrafia) sorge il problema dell'antenna con due distinti aspetti e cioè quello legale per l'autorizzazione all'impianto (e relative discussioni con il segretario del condominio) e quello pratico per reperire lo spazio per l'installazione dell'antenna; spazio che non sempre è disponibile almeno nella misura necessaria.

C'è chi è fortunato e chi invece non sa come fare almeno per due bande di grandissima soddisfazione di lavoro come quelle degli 80 e 40 m che richiedono dei dipoli orizzontali rispettivamente di 40 e 20 m circa di lunghezza complessiva.

Chi scrive qui ad esempio ha avuto fortuna. Abita all'ultimo piano di un casamento a pianta a L. Tra i due bracci aperti della L c'erano proprio i 35 m sufficienti a tendere i 33 m di lunghezza di una W3 DZZ che, per chi non lo sapesse, è un'antenna che prende il nome dal radioamatore americano (prefisso W) che la ideò; questa antenna è molto semplice e permette di operare benissimo nei 15 m e possibilmente in 20 e 10 m.

Il tutto con una sola discesa in cavo coassiale collegata ad un simmetrizzatore in ferrite disposto al centro; non è poco ma non tutti la possono utilizzare questa benedetta antenna conosciutissima specie nel Nord Europa, che tra l'altro costa abbastanza poco.

Sempre restando nel campo delle antenne pluribanda si può ripiegare sui modelli a trappola di tipo ad asta verticale. I circuiti risonanti disposti a varie altezze permettono di limitare la risonanza a tratti ben precisi di elemento radiante in quarto d'onda.

Naturalmente occorrono dei radiali di base lunghi 1/4 λ e ben precisi, che possono anche venire ripiegati verticalmente se proprio non è disponibile tutto lo spazio necessario.

Un'antenna verticale ha il grande pregio di sparare attorno energia radiante in modo omnidirezionale a bassi angoli sull'orizzonte (ottimi per i DX, cioè per i collegamenti a grande distanza) e, tutto sommato è abbastanza facile da montare su qualsiasi sommità di tetto o quasi. Però presenta due grossi inconvenienti:

— Capta con facilità, con la sua polarizzazione verticale, i disturbi di tipo industriale e quindi è inadatta per le zone urbane anche se disposta abbastanza in alto sul tetto della casa.

— Si comporta benissimo in tra-



Fig. 1 - Foto frontale del «Transmatch» tipo KW della Casa Inglese K.W. Electronics LTD.

smissione (bassi angoli di radiazione) ma non altrettanto in ricezione poiché è risaputo che le radioonde rifratte dalla «ionosfera» sono tutte prevalentemente polarizzate orizzontalmente qualunque sia la polarizzazione con cui vengono trasmesse. E' bene ricordare a questo riguardo che una rotazione di 90° dell'angolo di polarizzazione comporta circa 10 ÷ 20 dB di attenuazione, ciò vuol dire che il segnale ricevuto è pari a un terzo del livello rispetto al massimo teorico.

L'ideale è montare un'antenna direzionale tribanda orizzontale rotativa a tre elementi per le bande dei 10-15 e 20 m e di impiegare una W3 DZZ disposta meglio che si può per i 40 e 80 m.

Ma quando ciò non è possibile? E se la modifica del codice postale (ultima notizia) con la reciprocità ci porta la possibilità di operare in mobile almeno all'estero e poi magari anche in casa nostra?

In questi casi bisogna ricorrere a delle antenne di fortuna. Chi scrive tirò alla buona 20 m di conduttore in quarto d'onda sulla sua terrazza, per gli 80 m, quando ancora non disponeva della W3 DZZ, ed il giorno che provò a descrivere, al corrispondente, il percorso del conduttore di antenna si sentì rispondere testualmente: «ma la tua non è una antenna, è una scultura moderna».

In effetti le «bent antennas», cioè le antenne ripiegate per guadagnare spazio, (specie agli estremi che portano bassa corrente ed influiscono poco e sull'efficienza e sul diagramma di radiazione) possono risultare provvidenziali in molti casi, anzi le uniche utilizzabili, con un discreto rendimento, ma presentano però delle difficoltà per l'adattamento di impedenza.

A questo punto si rende necessario un accessorio provvidenziale che da noi ancora poco conosciuto, in molti altri paesi è universalmente adottato e denominato «Transmatch» o adattatore di impedenza.

Esso permette ad esempio una disposizione come quella di fig. 2 che, con un montaggio per nulla critico e molto semplice, consente un'antenna omnibanda di buon rendimento.

Se si opera in mobile con terreno buon conduttore (od in mobile marittimo) il tratto di conduttore orizzontale può venire eliminato. Se invece il terreno è prevalentemente roccioso e quindi poco conduttore esso è invece indispensabile.

La linea «aperta» realizzata con conduttori «in aria» spaziati semplicemente, è necessaria in quanto, anche risuonando con forte rapporto di onda stazionaria, deve dare luogo a basse perdite.

Va da sè che se la lunghezza della linea è contenuta ci si può limitare ad impiegare della buona piattina da 300 Ω, di buona sezione però, come diametro di conduttore.

E' questo il caso di impianti per mobili o semifissi (campeggio ecc.) in cui il tratto verticale potrà essere anche solo leggermente inclinato e scendere dal ramo provvidenziale di qualche pianta.

Speriamo che la «reciprocità» ci riapra la possibilità di realizzare questi impianti di antenna in Jugoslavia ove fino a qualche anno fa si poteva operare in mobile senza alcuna formalità prima che ciò venisse vietato, per noi e solo noi Italiani, mancando eguale possibilità di trattamento per i turisti jugoslavi nel nostro paese.

Ma veniamo al dunque. Questa antenna omnibanda richiede però un adattatore di impedenza che eviti onde stazionarie nel cavo coassiale di raccordo e permetta, per conseguenza, una corretta erogazione da parte del trasmettitore senza pericoli per lo stadio finale di potenza che ha di solito dei limiti di impedenza di adattamento in uscita dai 50 ai 100 Ω.

Il «Transmatch» o adattatore di impedenza è indispensabile anche nel caso di antenne ripiegate o di fili singoli irradiati tesi con varia angolatura con ritorno a massa.

Con un minimo di pratica si porta tutto a risonanza e con buon trasferimento di potenza dal trasmettitore. La riuscita dei field-days è assicurata (sono le «giornate campestri», care alla tradizione radiantistica, nel corso delle quali generalmente in primavera ed in mobile si opera dai punti più svariati su tutte le lunghezze d'onda).

CARATTERISTICHE DELL'ADATTATORE

- Bande di lavoro: 10-15-20-40-80 m.
- Bocchettone di ingresso: coassiale a 52 Ω.
- Uscite: con una doppia coppia di morsetti dei quali uno è da impiegare come «freddo» e l'altro come «caldo». In certi casi le uscite sono realizzate anche con due bocchettoni coassiali da 52 Ω allo scopo di permettere la commutazione tra bande alte

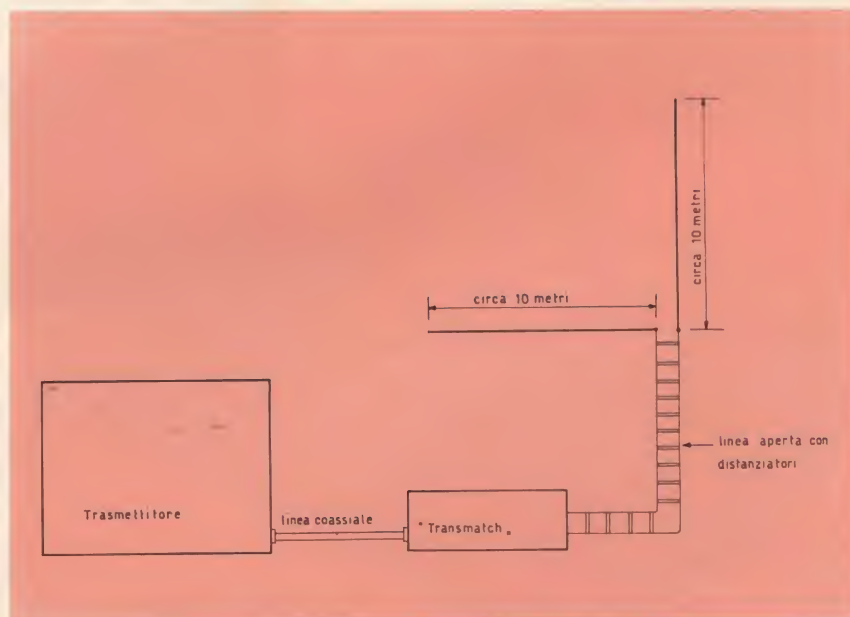


Fig. 2 - Disposizione schematica dei collegamenti necessari per la realizzazione e l'alimentazione di un'antenna pluribanda in HF (dai 10 agli 80 metri).

di (frequenza) e cioè 10-15-20 m e basse cioè 40 e 80 m. Questa commutazione potrà ovviamente così venire realizzata sempre manualmente ma più comodamente tramite un commutatore coassiale.

— Comandi: due distinte manopole, di sintonia e di carico.

SCHEMA ELETTRICO E REALIZZAZIONE

E' una disposizione schematica semplice tanto da invogliare alla autocostruzione che consigliamo caldamente, assemblando le parti anche su di un semplice pannello di base.

Le bande più basse di frequenza 7 e 3,5 MHz vengono accordate con il circuito risonante costituito da L3 e C2 con l'aiuto di C_3 che, con una debole induttanza in serie, è praticamente disposto in parallelo a C_2. Le bande più alte invece vengono accordate dalla risonanza di L_2 con C_2 e C_3 in serie tra loro che agiscono con una capacità complessiva inferiore.

L_3 in pratica (disposta in parallelo a C_2) è troppo grande per influire sulle frequenze piuttosto elevate che vengono portate a sintonia.

C_2 e C_3 sono ovviamente due sezioni di un unico condensatore variabile a lamine opportunamente spaziate a seconda dei picchi di potenza da sopportare.

C_1 invece è un condensatore a sé con comando a parte che permette di adattare il carico nel modo migliore al trasmettitore.

La fig. 3 fornisce ogni dato ed in particolare i limiti in pF di ogni condensatore variabile.

Le spire di uscita per ogni gruppo di bande sono strettamente accoppiate alla relativa bobina come d'altra parte è possibile rilevare dalla foto di fig. 4. La didascalia dello schema elettrico fornisce ulteriori indicazioni. Qui di seguito indichiamo i dati delle bobine di sintonia impiegate:

— L1: 5 spire filo 0,8 mm, diametro 32 mm con spaziatura di 2,5 mm tra spira e spira. La bobina è disposta coassialmente alla L_2.

— L2: 5 spire filo 1 mm, diametro 42 mm con spaziatura di 2,5 mm tra spira e spira.

— L3: 10 spire filo 0,8 mm, diametro 32 mm con spaziatura di 2,5 mm tra spira e spira. La bobina è disposta coassialmente alla L4.

— L4: 6 spire filo 1 mm, diametro 42 mm con spaziatura di 2,5 mm tra spira e spira.

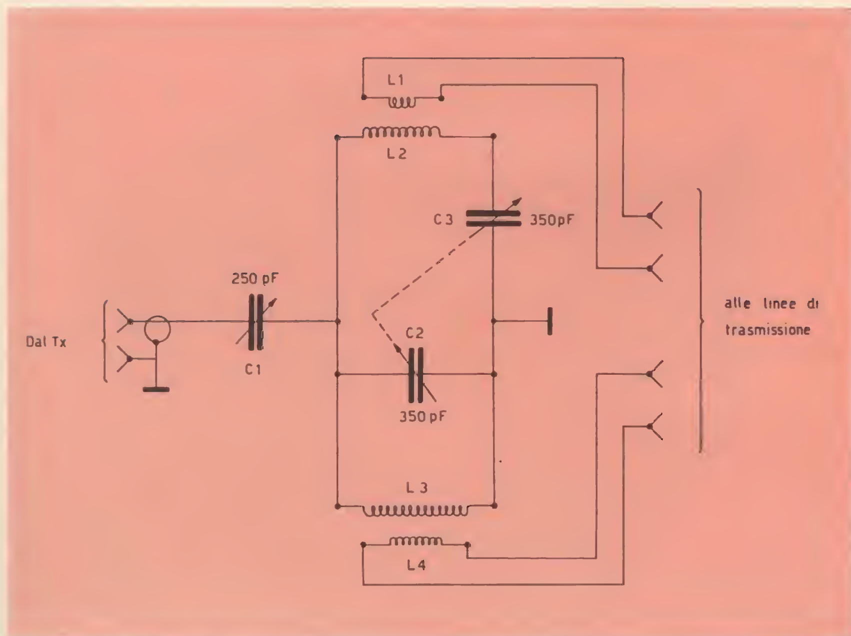


Fig. 3 - Schema elettrico dell'accoppiatore. Il bocchettone di ingresso è di tipo coassiale. In uscita si impiegano normalmente quattro morsetti. Si possono utilizzare anche dei connettori coassiali per effettuare più rapidamente, con un commutatore coassiale, il passaggio dalle bande basse (40 e 80 metri) alle alte (10-15 e 20 metri).

Come si vede si tratta di una realizzazione pratica e facile da assemblare. Per realizzare le bobine è consigliabile fare uso ovviamente di filo di rame nudo con buona argentatura e con spire spaziate da distanziatori opportunamente forati e realizzati con striscette di plexiglas o altro materiale isolante facilmente lavorabile.

Per ovvi motivi è meglio che l'accoppiatore venga montato all'interno di una scatola metallica schermante come indicato in figura. La manopola di sintonia di C_2 e C_3 è bene sia discretamente demoltiplicata e, sul fronte del pannello (vedi fig. 1), è bene siano riportati dei contrassegni per facilitare la messa a punto di cui si dirà dopo. Niente di più. Un lavoro elementare ma di notevole efficacia pratica.

Potrà risultare utilissimo come si è detto:

— per i mezzi mobili.
— per antenne in spazio ristretto.
— per emergenza infine quando occorra piazzare in poco tempo un'antenna anche semplicemente filare che risuoni correttamente con un certo rendimento.

La terra di emergenza la si può realizzare con il famoso trucco del picchetto metallico ben piantato e con attorno una buona bagnata di acqua e sale; metodo semplice, efficace, rapido, di poca fatica e... poco costoso.

FUNZIONAMENTO E MESSA A PUNTO

Vediamo ora come si opera per effettuare la messa a punto dell'apparatò di antenna (elemento radiante e linea) tramite l'accoppiatore.

La linea o (se essa manca) il conduttore irradiante e la terra vanno anzitutto collegati alla coppia di morsetti relativa alle bande di frequenza su cui si desidera operare.

Tramite il connettore coassiale il trasmettitore viene invece collegato al trasmettitore. Almeno per la prima messa a punto facciamo osservare qui che è conveniente che venga inserito magari un indicatore di ROS (Rapporto di Onda Stazionaria), se il caso del tipo a due strumenti, con possibilità di misura cioè, anche della potenza trasferita.

Compito dell'Accoppiatore sarà

quello di migliorare per quanto possibile il trasferimento di potenza riducendo il ROS a valori trascurabili.

Ripetiamo qui che non si può sperare però di ottenere di più. La capacità di irradiazione dell'antenna dipende solo dalla sua efficienza cioè dalla lunghezza del tratto che porta effettivamente corrente (ricordiamo che la radiazione è proporzionale al quadrato della corrente a radiofrequenza) e l'adattatore potrà solo migliorare le condizioni di afflusso di energia.

In sostanza il progetto dell'antenna rimane necessario e valido e deve come al solito tenere conto delle condizioni ambientali (lunghezza possibile del tratto irradiante e della eventuale linea, terra o «contrappesi» di riferimento, influenza degli oggetti circostanti ecc...). L'adattatore rende solo più facile il progetto dell'antenna in quanto realizza il necessario adattamento di impedenza e con ciò tra l'altro offre un considerevole margine di sicurezza per lo stadio finale del trasmettitore che resta così sempre correttamente caricato.

I comandi comunque vanno ritoccati in base alle indicazioni di uno strumento che dia un'idea della corrente che esce dal morsetto «caldo» dell'Adattatore.

L'ideale è disporre di un amperometro a radiofrequenza, ma si può pure utilizzare una lampadina messa in derivazione con due «coccodrilli» ad un tratto della linea o del conduttore di uscita.

Si regola C_1 (250 pF), condensatore variabile di accoppiamento, al minimo. Ciò fatto, si regola lo stadio finale per la risonanza nella frequenza prescelta, cioè per il «dip», per il minimo cioé, della corrente anodica. Si ruota poi il comando di sintonia di C_2 e C_3 per il massimo di corrente anodica dello stadio finale.

A questo punto si aumenta l'erogazione di corrente anodica dello stadio finale fino al valore prescritto. Dovrà dare una corrispondente indicazione di incremento lo strumento di controllo della radiofrequenza di uscita. Si aumenta in seguito la capacità di C_1 di accoppiamento e si ritocca la sintonia prima di C_2 e C_3 poi di placca del trasmettitore per il minimo sempre verificando la corrente di alta frequenza di uscita (con C_2 e C_3) per il massimo.

Si procede così per successive approssimazioni fino ad avere il massimo di uscita a radiofrequenza per la corretta corrente di carico di placca dello strumento del finale del trasmettitore.

In queste condizioni lo strumento misuratore di ROS e, se il caso, anche di potenza trasferita, inserita tra trasmettitore di accoppiamento potrà fornire sia il Rapporto di Onda Stazionaria (che dovrà aggirarsi sul 1,1 ÷ 1,3 al massimo) che la potenza erogata verso l'antenna.

Effettuando le sintonie nelle varie bande sarà utile ogni volta segnare i limiti pratici di escursione dell'indice di ciascuna delle due manopole per facilitare ovviamente le manovre.

Con ciò i ritocchi di sintonia divengono rapidi, facili e ci si può riferire unicamente alla strumentazione del trasmettitore.

Esaminiamo ora per ordine riassumendo i campi di applicazione dell'accoppiatore:

Se esistono degli ostacoli naturali che alterano l'impedenza di antenna, ridurre il ROS è molto difficile. Specie infatti se la discesa è realizzata in cavo coassiale e si alimenta il centro del dipolo e di una altra antenna senza un simmetrizzatore intermedio in ferrite (baloon) il cemento armato, gli edifici ed anche le piante di alto fusto possono intervenire variando le costanti distribuite.

Abbiamo personalmente potuto constatare che il ROS da valori di 2,5-4, in questi casi scende tramite l'Accoppiatore a 1,2 ÷ 1,5 al massimo.

Nel caso della disposizione di antenna pluribanda per Onda Corta di fig. 2 si avranno delle notevoli onde stazionarie nella linea ma un ROS di 1 ÷ 1,1 nel cavo coassiale di collegamento.

L'elemento radiante verticale potrà venire realizzato con un elemento in tubo metallico opportunamente controventato con funi di nylon od anche autoportante, (se ben dimensionato), ed il tratto orizzontale potrà venire realizzato con un conduttore ben teso ed isolato allo estremo, meglio se in treccia di bronzo fosforoso coperta in plastica.

Non ha grande importanza qualche decimetro in più od in meno nella lunghezza indicata per i due tratti radianti; piuttosto essi debbono essere di eguale lunghezza fra

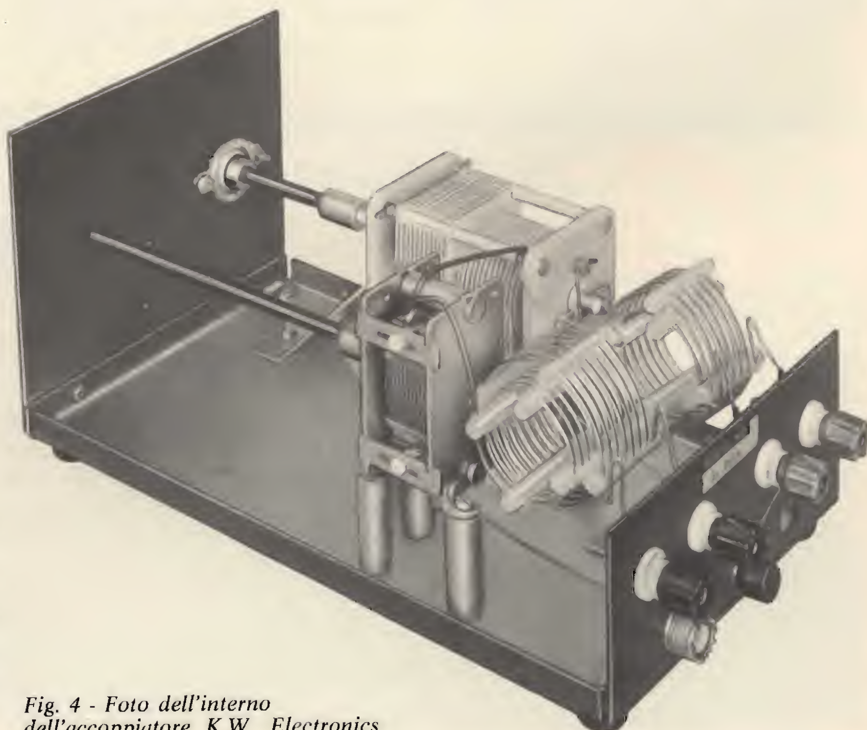


Fig. 4 - Foto dell'interno dell'accoppiatore K.W. Electronics.



Fig. 5 - Vista posteriore dell'accoppiatore. Sono visibili i morsetti di collegamento ed il connettore coassiale di ingresso.

loro. Se si dispone di una buona presa di terra si può eliminare, come già detto, il tratto orizzontale.

Se lo spazio a disposizione è veramente ristretto, si può utilizzare un'antenna (ovviamente di basso rendimento) realizzata con un tratto radiante ed una bobina di carico disposta nel modo più opportuno.

Ottime sono sotto questo profilo le antenne Hurstley composte da due metri circa di tratto verticale, da una bobina di carico e da un cimino aggiustabile per la sintonia desiderata in banda.

In pratica per ogni banda occorre una diversa bobina di carico con il suo cimino regolabile in lunghezza e bloccabile al punto giusto.

Ogni bobina viene avvitata all'estremità dell'asta metallica. Questa può venire ripiegata su se stessa con uno snodo utile specie nel caso di impiego con mezzi mobili.

A questo tipo di antenne appartiene anche il modello per portatili della «Swan». Viene posto in vendita in due versioni:

— sintonia regolabile manualmente sulle varie bande;
— a sintonia regolabile automaticamente tramite un motorino.

Pare che il rendimento di entrambi questi tipi di antenne sia discreto anche perché si ha almeno un tratto di conduttore pienamente risonante in corrente.

Ma il collegamento di terra fa pure sentire e pesantemente la sua influenza. In ogni caso, specie poi se l'asta radiante è obbligata ad una particolare angolazione, l'accoppiatore può influire decisamente sul rendimento di radiazione.

Esistono poi tutta una serie di antenne similari, anche realizzate con mezzi di fortuna, che possono venire agevolmente portate in sintonia.

E' questo il campo in cui l'Accoppiatore dà il meglio delle sue prestazioni anche perché permette spesso di sfruttare con un filo teso, tutta la lunghezza utile a disposizione.

In ogni caso vale una considerazione base: sia che venga acquistato (con sole 40-50.000 lire di spesa), o autocostruito con una facile realizzazione questo strumento vale bene la spesa o l'impegno personale per la costruzione.

Specie se i tre Ministeri, P.T.T., Difesa e Interni, si accorderanno per concedere ai Radioamatori Italiani ciò che è regola base di lavoro in tutti i paesi della Comunità del MEC.

ricetrasmettitore portatile VHF - 5W

radioamatori

seconda parte a cura di FRANTOS

In questa seconda parte dell'articolo, ci occuperemo della descrizione del circuito trasmittente e dei sistemi riguardanti la messa a punto generale dell'apparecchio. Nella prima parte, apparsa sul N. 4 della nostra rivista, avevamo riportato la parte meccanica dell'apparecchio, la disposizione dei vari pannelli all'interno del contenitore e infine tutta la parte ricevente.

Come si può vedere in fig. 1 il circuito trasmittente è composto da uno stadio pilota equipaggiato di 6 quarzi scelti nella gamma dei 72 MHz.

Questi quarzi forniscono le sei requenze nella gamma 144 ÷ 146 MHz per mezzo della duplicazione di frequenza; per commutare i sei canali viene impiegato un commutatore a sei posizioni.

Nello stadio di pilotaggio viene impiegato un transistore tipo 2N 2869, mentre nello stadio duplicatore si usa un transistore 2N3866 che dà un'uscita di 144 MHz. Questo segnale viene inviato in uno stadio che impiega un altro transistore 2N3866, montato in uno stadio amplificatore. Dopo di questo vi è uno stadio pilota, equipaggiato di un transistore 40290 (RCA), che dà una potenza di circa 1,5 W. Lo stadio finale, infine, è equipaggiato di un transistore 40292 (RCA), che dà una potenza di 5 ÷ 6 W e deve essere munito di un dissipatore di calore. In fig. 2 sono riportati i contenitori e i relativi radiatori consigliati.

Il transistore dello stadio pilota funziona in classe A, mentre tutti gli altri stadi funzionano in classe C, cioè quando non vi è alcun segnale d'eccitazione, la base dei transistori è al potenziale di massa e, di conseguenza, la corrente è nulla.

Grazie a questo accorgimento non vi è più il pericolo di danneggiare i transistori. Il montaggio dei diversi stadi del circuito trasmettitore è del tutto uguale ai precedenti; la base è collegata a massa attraverso una bobina d'arresto, disaccoppiata con un resistore di smorzamento per le eventuali oscillazioni locali. L'emettitore viene collegato a massa per mezzo di un resistore di protezione disaccoppiato; il valore di questo resistore diminuisce man mano che si avvicina allo stadio finale per il quale non si ha più nessuna resistenza di emettitore. Il collettore, infine, è caricato con un circuito accordato da una induttanza e una capacità d'accordo regolabile e alimentato con induttanza attraverso una bobina d'arresto avvolta su ferrite e disaccopiata in modo efficace. Come si può constatare, ad ogni livello, si ha dunque un bel numero di bobine e di condensatori di disaccoppiamento. Il transistore 40290 (contenitore T05), che si trova nello stadio pilota, deve essere munito di un piccolo radiatore; mentre il transistore dello stadio finale 40292 (contenitore T060 con vite di fissaggio) deve essere munito di un buon radiatore.

Vediamo ora la modulazione della catena di trasmissione: il circuito di collettore del transistore finale viene modulato per mezzo di un trasformatore di modulazione. Il primario di questo trasformatore deve avere un'impedenza compresa fra i 5 e i 10 Ω e deve essere collegato all'uscita del modulatore (di cui ci occuperemo più avanti) mentre il secondario è inserito nell'alimentazione del collettore del transistore 40292; l'impedenza di questo secondario ha un valore compreso fra 100 e 500 Ω. Ricordiamo però che siccome la corrente di collettore di questo transistore è dell'ordine di 1 ÷ 1,2 A, sarà necessario un trasformatore di modulazione avente degli avvolgimenti fatti con filo di 0,8 mm di diametro.

Tutte le bobine di sintonia sono avvolte in aria in quanto hanno un basso numero di spire. Il circuito di uscita d'antenna è realizzato per mezzo di un filtro a «p» formato dalla bobina L_8 e da due condensatori variabili, di buona qualità, da 3 ÷ 35 pF e da 8 ÷ 60 pF.

Il sistema di regolazione di questa catena di trasmissione verrà trattato più avanti.

Il transistore 40290 è munito di un piccolo radiatore adatto per contenitore T05; il transistore 40292 invece, deve essere munito di un radiatore che può essere realizzato con una piastrina di rame o di alluminio, dello spessore di 1,5 ÷ ÷ 2 mm e avente delle dimensioni di 80 x 50 mm, in cui va praticato un foro per il fissaggio del transistore. Questa piastrina, infine, deve essere piegata a forma di U, in modo da semplificare il suo inserimento nel circuito e facilitare il raffreddamento del transistore dello stadio finale.

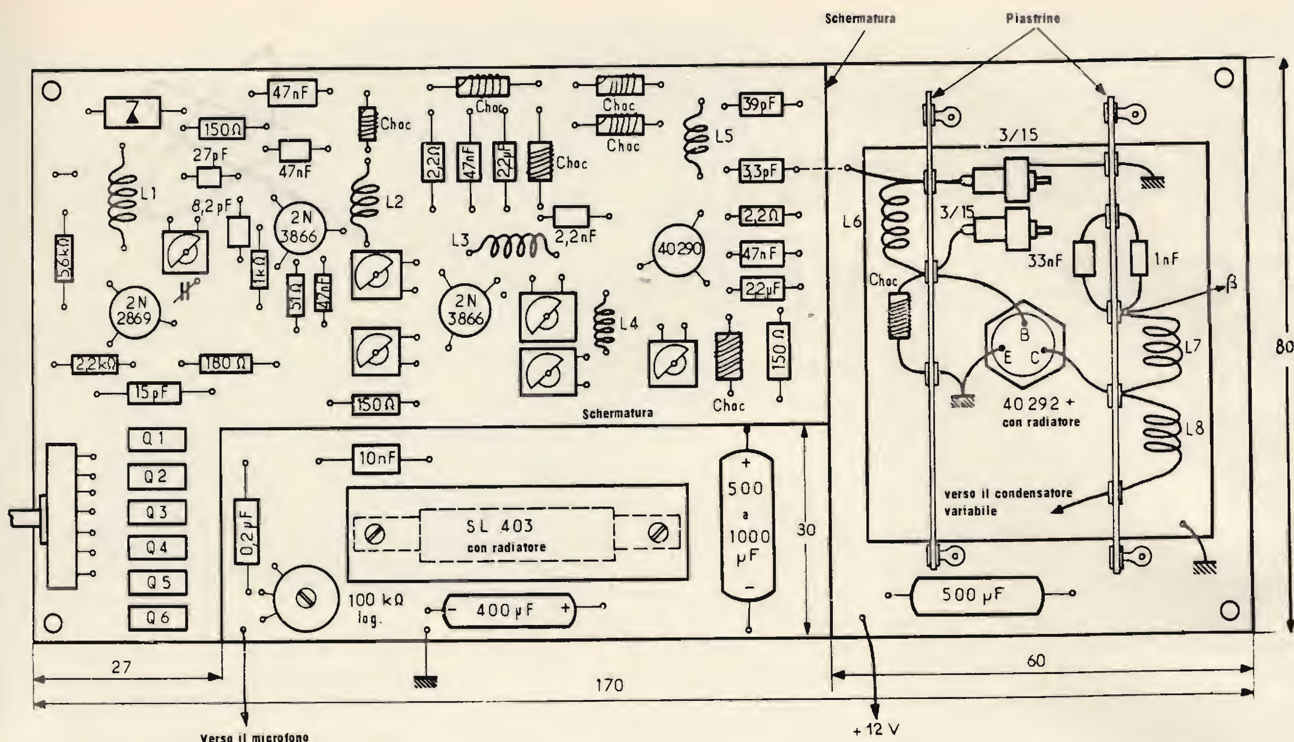


Fig. 1 - Disposizione dei componenti della sezione trasmittente del ricetrasmettitore portatile da 5 W.

Lo stadio modulatore deve permettere di ottenere una potenza in bassa frequenza di 2 ÷ 3 W e, a tale scopo, è stato previsto l'impiego di un circuito integrato tipo SL403 (Plessey).

Il circuito modulatore viene eccitato direttamente da un microfono piezoelettrico oppure da un buon microfono a carbone; in ogni caso il livello di uscita del microfono deve essere dell' ordine di 70 mV, in modo che la potenza di uscita del modulatore sia di 2 o 3 W.

In fig. 3 è riportato lo schema del modulatore che, come si può vedere, è molto semplice e richiede pochi componenti. Il circuito integrato deve essere montato su un radiatore avente le dimensioni riportate in fig. 4. Il lamierino con il quale si deve fare il radiatore può essere di rame o di alluminio dello spessore di 1,5 o 2 mm; per ridurre l'ingombro esso deve essere piegato ad U.

Il microfono eccita l'ingresso del preamplificatore per mezzo di un condensatore da 0,2 µF seguito da un potenziometro che permette di regolare il volume dell'amplificatore. I terminali 1 e 3 del circuito integrato sono collegati a massa e il terminale 2 è disaccoppiato per mezzo di un condensatore da 10 nF; il terminale 7 è libero, mentre i terminali 8 e 10 sono collegati da un condensatore elettrolitico da 400 ÷ 500 µF. L'alimentazione a 12 V è collegata al terminale 9, che viene disaccoppiata da un condensatore elettrolitico da 500 µF. Sul terminale 8 viene prelevato il segnale di uscita che, per mezzo di un condensatore elettrolitico da 500 ÷ ÷ 1000 µF, viene mandato al primario a bassa impedenza del trasformatore di modulazione. Il potenziometro logaritmico da 100 kΩ permette di regolare il volume dell'amplificatore del molulatore.

Le caratteristiche principali dell'amplificatore sono:

— Potenza d'uscita: 2,5 ÷ 3 W, per una tensione d'ingresso di 70 ÷ 80 mV.
— Guadagno (in tensione) dello amplificatore: 26 dB.
— Guadagno (in tensione) del preamplificatore: 24 dB.
— Impedenza d'ingresso del preamplificatore: circa 20 MΩ (per questa ragione è necessario impiegare un microfono piezoelettrico a impedenza elevata).
— Distorsione del preamplificatore: 0,1%.
— Distorsione dell'amplificatore: 0,3%.
— Corrente di riposo in assenza di modulazione: circa 100 mA.
— Frequenza di taglio: inferiore a −3 dB 20 Hz.
— Frequenza di taglio superiore a −3 dB: 30 Hz.
— Livello di rumore: −75 dB.
— Tasso di reiezione: 30 dB.

Come si può constatare le caratteristiche di questo circuito sono quelle di un buon amplificatore di alta fedeltà.

Il montaggio dev'essere effettuato su un circuito stampato, avente le dimensioni di 170 x 80 mm, munito di quattro fori per il fissaggio allo interno del contenitore. Per separare, da una parte il modulatore dalla catene VHF e dall'altra l'amplificatore di potenza dal resto del circuito, sono stati previsti due schermi.

In fig. 1 è riportata la disposizione dei vari componenti, come si può vedere, a sinistra ci sono i sei quarzi poi il commutatore di canali. In alto a sinistra c'è lo stadio pilota, poi il duplicatore seguito dall'amplificatore di tensione seguito a sua volta dallo stadio pilota che va

ad eccitare, per mezzo del condensatore fisso da 3,3 pF, lo stadio finale di potenza.

Questo circuito occupa tutta la parte di destra; il radiatore è fissato sul circuito stampato ed è collegato a massa; siccome non resta molto posto vicino al radiatore, abbiamo montato parallele fra loro due piastrine munite di ancoraggi, distanti circa 30 mm dal transistore di potenza 40292 (RCA).

Su queste due piastrine vanno montate le bobine L_6, L_7 e L_8, le bobine d'arresto, i condensatori variabili da 3 ÷ 12 pF e 3 ÷ 15 pF e i due condensatori di disaccoppiamento del circuito di collettore. Si deve fare molta attenzione alle prese di massa; l'estremità della bobina L_8 va collegata ai due condensatori variabili, il cui perno di regolazione deve essere fatto uscire sulla parte esterna del contenitore in modo da facilitare la sintonia per i diversi canali. Una estremità della bobina L_7 va verso il terminale β e cioé al secondario del trasformatore di modulazione; quest'ultimo per le sue dimensioni, non può essere fissato sul circuito stampato e quindi sarà fissato all'interno del contenitore metallico.

L'uscita d'antenna parte direttamente dai due condensatori a comando esterno per andare verso il commutatore d'antenna.

Per quanto riguarda il modulatore, la figura 1 illustra la disposizione del circuito integrato con il relativo radiatore ripiegato ad U, i quattro condensatori e il potenziometro di regolazione del volume.

Vediamo ora i fili che escono dalla basetta completa:

— Il filo di massa.
— Il filo d'alimentazione a +12 V.
— Il filo del microfono (con lo schermo collegato a massa).
— Il filo β che va collegato al trasformatore di modulazione.
— I fili che devono essere collegati ai condensatori di sintonia dello stadio finale.

MESSA A PUNTO

La prima cosa da fare è la messa a punto del ricevitore; a questo scopo, si deve verificare accuratamente il cablaggio del circuito del ricevitore; a questo scopo si deve verificare accuratamente il cablaggio del circuito del ricevitore e quindi quello dell'amplificatore di bassa frequenza, inviandogli, per esempio, il segnale proveniente da un giradischi sul rivelatore e regolando l'amplificatore BF in modo da ottenere il massimo livello di uscita e allo stesso tempo la migliore qualità possibile. Ciò fatto si collegherà una antenna all'ingresso del ricevitore (se non si ha a disposizione un generatore di radio frequenza per lo allineamento dei diversi stadi del ricevitore) e si cercherà una stazione anche debole, a questo punto si regolerà l'ultimo trasformatore FI in modo da ottenere il massimo livello d'ascolto possibile. Nel caso in cui si abbia a disposizione un generatore di radio frequenza si invierà all'ingresso del circuito a frequenza intermedia un segnale a 10,8 MHz; si potrà così allineare il circuito FI partendo adll'ultimo stadio e ritornando verso l'ingresso.

Coloro che non possiedono un generatore di radio frequenza potranno agire nel seguente modo. Collegare l'antenna all'ingresso del ricevitore, poi tentare di ottenere il risultato migliore allineando tutta la catena FI, ciò fatto, mantenendo lo ascolto di questa stessa stazione, si cercherà di accordare l'amplificatore, poi il miscelatore, equipaggiato dai transistori 2N2905 e 2N2907, regolando i nuclei delle diverse bobine di sintonia del sintonizzatore. Si passerà quindi alle regolazioni del preamplificatore a larga banda a 144 ÷ 146 MHz a effetto di campo.

Il circuito d'ingresso e quello di uscita dovranno essere accordati nel modo migliore possibile, poi si doserà la percentuale di reazione. Si dovranno quindi girare i condensatori variabili dell'oscillatore locale in modo da coprire la banda da 144 a 146 MHz e si ritoccheranno leggermente le regolazioni del preamplificatore, equipaggiato di un transistore FET, in modo da ottenere un guadagno abbastanza costante lungo tutta questa gamma. Per poter ottenere tutto ciò si deve ricercare un compromesso (per esempio ottenere il massimo) verso i 144,4 MHz con il circuito d'ingresso del preamplificatore e ottenere il massimo verso i 145,5 MHz con il circuito d'uscita di questo stesso preamplificatore, senza toccare la sintonia del circuito d'ingresso.

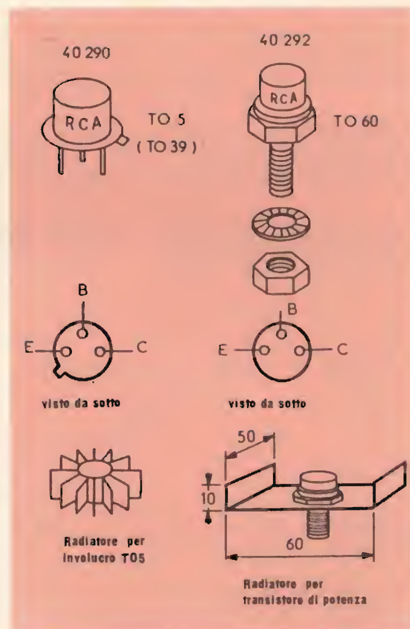


Fig. 2 - Disposizione dei terminali dei transistori finali con relativi dissipatori.

In seguito si potrà ritoccare leggermente la posizione dei nuclei dei trasformatori FI e quelli dei circuiti accordati del sintonizzatore, ma con molta precauzione, in modo da non rovinare l'allineamento e in modo che il livello d'uscita sia al massimo, sia per quanto riguarda l'ampiezza che per quanto riguarda la qualità.

Dopo aver accordato il ricevitore, si passerà alla messa a punto del trasmettitore.

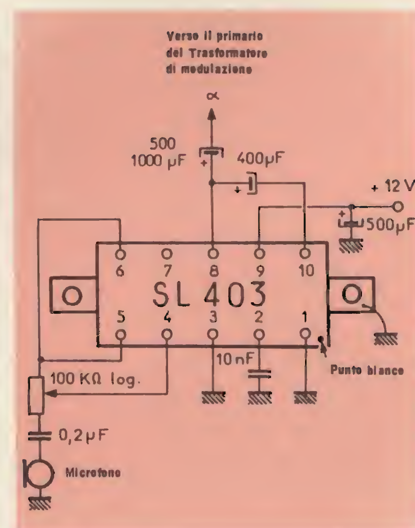


Fig. 3 - Schema elettrico del circuito modulatore.

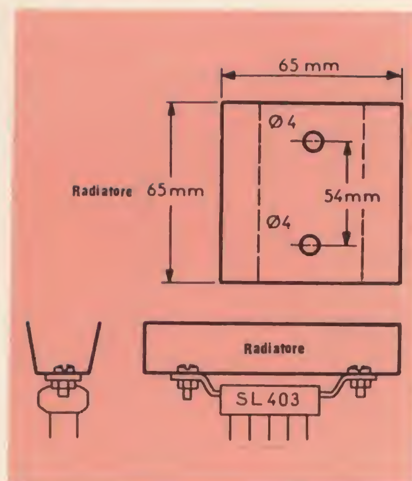


Fig. 4 - Dimensioni d'ingombro del dissipatore da applicare al circuito integrato del modulatore.

A tale scopo è necessario alimentare il trasmettitore, togliendo l'alimentazione degli stadi pilota e finale.

Per verificare che lo stadio pilota oscilli, si deve usare un ondametro o un misuratore di campo; per verificare che lo stadio duplicatore e lo stadio amplificatore di tensione funzionano, si deve agire sui condensatori di sintonia partendo dallo stadio pilota e andando verso l'uscita (cioè agendo nell'ordine inverso di quanto si era fatto per il ricevitore) in modo da ottenere una deviazione massima del misuratore di campo qualunque sia il quarzo usato.

Se si vuole ottenere un livello quasi costante per le sei frequenze usate si dovrà anche in questo caso arrivare ad un compromesso.

Dopo aver effettuato queste operazioni, si deve alimentare lo stadio pilota e si procederà nello stesso modo così da ottenere il livello massimo di uscita. Si deve fare attenzione però, perché quando lo stadio pilota non è più sotto carico per evitare che si danneggi, si deve collegare un'antenna fittizia (cioè si deve collegare un resistore da 50 Ω da 1 o 2 W) fra la base del transistore 40292 e la massa; fatto ciò si dovranno fare alcune regolazioni con l'aiuto del misuratore di campo.

Dopo queste operazioni si può alimentare lo stadio finale, togliendo l'antenna fittizia che sarà sostituita da un resistore da 50 Ω da 5 o 10 W. posto fra l'uscita d'antenna e la massa in modo che lo stadio finale sia caricato in modo esatto; gli ultimi stadi si possono regolare agendo sui condensatori variabili in modo da ottenere il livello di uscita migliore.

Nel caso si voglia verificare la qualità delle regolazioni si può intercalare fra l'uscita d'antenna e il cavo di collegamento all'antenna una piccola lampadina da 5 W che si illuminerà con una intensità maggiore, tanto migliore sarà la regolazione dei circuiti accordati. Quando la lampadina è accesa, significa che il trasmettitore eroga la potenza richiesta; si possono a questo punto ritoccare ancora leggermente i condensatori regolabili in modo da ottenere la massima illuminazione. Si prenderà poi il microfono e si controllerà che parlando il chiarore della lampadina aumenti mentre dovrà diminuire in assenza di parola.

Per ottenere il tasso di modulazione migliore si dovrà agire sul potenziometro logaritmico da 100 kΩ del modulatore. Dopo questa ultima operazione, l'apparecchio è pronto per funzionare.

In conclusione ci pare doveroso ricordare ai nostri lettori che la realizzazione dell'apparecchio che abbiamo descritto richiede una buona esperienza in fatto di montaggi elettronici e che tutti i dati di cui disponevano, essendo l'articolo tratto dalla rivista francese «Radio Television Pratique» sono stati indicati nel testo.

COSTRUZIONE DELLE BOBINE PER I 27 MHz

a cura di M. ROBINSON

In un precedente articolo apparso sul numero 4 di questa rivista, è stata trattata la costruzione delle induttanze VHF-UHF.

In questo articolo prenderemo in considerazione la costruzione delle bobine per i 27 MHz che, come tutti sanno, sono impiegate per apparati di radiocomando e ricetrasmettitori nella gamma CB. Inizieremo con i vari sistemi e le varie formule per calcolare una bobina, per finire con un esempio di realizzazione pratica.

La costruzione di bobine impiegabili in apparati per radicomando è abbastanza semplice. Questi apparecchi, infatti, funzionano nella banda dei 27 MHz che, come tutti sanno, essendo molto stretta, facilita la costruzione delle relative bobine.

Il calcolo di una bobina può essere effettuato attraverso l'impiego di grafici o abachi, tabelle di valori numerici e, infine, in via sperimentale.

Quest'ultimo procedimento, fra l'altro, è indispensabile anche dopo aver calcolato le bobine con gli altri metodi.

Una bobina può essere realizzata anche seguendo i dati relativi ad uno specifico montaggio però, dato che questa bobina non potrà essere usata per altri montaggi, il problema è risolto solo per quel determinato caso.

CALCOLO DI UNA BOBINA DI AUTO-INDUZIONE

La maggior parte delle bobine da costruire, per la gamma dei 27 MHz devono essere del tipo a solenoide, cioé composte da spire di filo accostate o spaziate, avvolte su un supporto cilindrico.

In figura 1/A è visibile una bobina di questo tipo. Come si vede è stato preso un cilindro isolante, di diametro **D**, sul quale si sono avvolte **n** numero di spire, regolarmente spaziate, di filo nudo o isolato, a sezione circolare, il cui diametro è, isolamento compreso, uguale a **d** come mostra la fig. 1/B.

In figura 1/C sono illustrati due casi:

1) Le spire sono accostate. La loro spaziatura (un diametro **p** = **d**) **p**.
2) Le spire sono spaziate. In questo caso si ha **p**>**d** poiché **p** è uguale alla distanza fra i due assi delle sezioni del filo.

Lo spazio libero tra le due spire è uguale a **p-d**.

La figura 1/D mette in evidenza il diametro di un supporto; si tratta del suo diametro esterno poiché, quello interno non interessa. Con il filo di diametro **d** avvolto sul supporto, il diametro interno della bobina è D' mentre il diametro esterno è uguale D'+2 **d** e il diametro medio è D'+2 (0,5 **d**), oppure:

$$D = D' + d$$

Quest'ultimo è molto semplice da misurare o da definire.

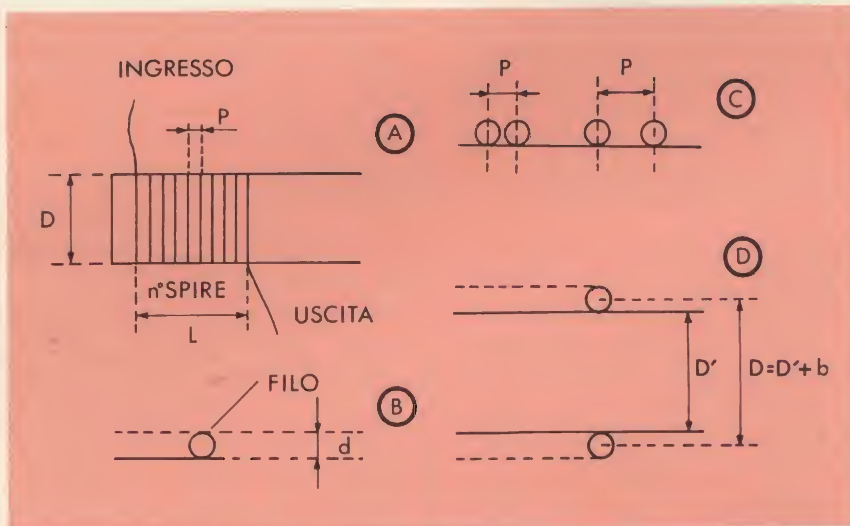


Fig. 1 - Il disegno illustra in (A) una bobina a solenoide; in (B) viene messo in evidenza il diametro del filo; in (C) sono presi in considerazione i due casi in cui le spire sono accostate o spaziate, in (D) è visibile il diametro del supporto di una bobina.

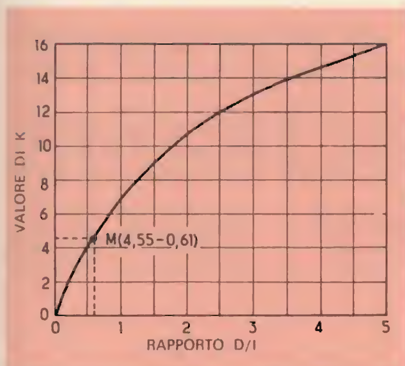


Fig. 2 - Curva necessaria per la determinazione del fattore K. Questa curva evita di dover ricorrere a numerosi calcoli.

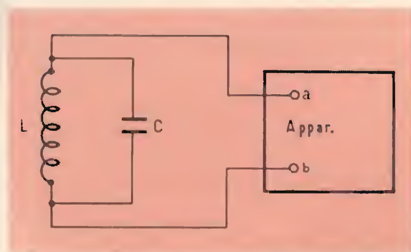


Fig. 3 - Disegno illustrante un esempio tipico di un circuito LC in parallelo.

Per fare un esempio, quando **d**≪D' D potrà essere considerato come uguale a D'.

CALCOLO DEL COEFFICIENTE DI AUTO-INDUZIONE

Il coefficiente di auto-induzione si indica con L e si misura in henry, o suoi sottomultipli: millihenry, microhenry, nanohenry e picohenry. I rapporti fra l'unità di misura (henry) e i suoi sottomultipli sono i seguenti:

$$1 \text{ mH} = 10^{-3} \text{ H}$$
$$1 \ \mu\text{H} = 10^{-6} \text{ H}$$
$$1 \text{ nH} = 10^{-9} \text{ H}$$
$$1 \text{ pH} = 10^{-12} \text{ H}$$

Il coefficiente di auto-induzione L può essere calcolato quando si conosce: il diametro medio D, il numero (**n**), delle spire e un coefficiente K, il cui valore dipende dal rapporto D/l (diametro medio sulla lunghezza della bobina).

Il fattore K è ricavabile attraverso una apposità tabella, una curva o per mezzo della formula approssimativa ma sufficientemente pratica:

$$K = \frac{100 \ d}{4 \ D + 11 \ l} \qquad (1)$$

Conoscendo D, **l** e K, si può calcolare L con l'aiuto della formula di Nagaoka:

$$L = kn^2 \ D/1000 \qquad (2)$$

In cui D e espresso in centimetri e L in microhenry.

Nella formula (1) bisogna che D e C siano misurati con la medesima unità: cm, mm, m, ecc.

La figura 2 illustra una curva che permette di determinare il coefficiente K senza dover effettuare dei calcoli.

Esempio: si abbia una bobina, di 10 spire di 20 mm di lunghezza avvolte su di un supporto di 10 mm di diametro, il cui passo sia 2 mm e il diametro del filo di 1 mm.

Si vuole sapere il valore del coefficiente di auto-induzione.

A tale scopo bisogna determinare, anzitutto, il diametro medio D.

Per cui si ha:

D = D' + **d** = 10 + 1 = 11 mm

La lunghezza della bobina, evidentemente, è il prodotto del passo **p** per **n**-1, poiché **n** è il numero delle spire.

Con **n** = 10 e **p** = 2 mm, si ha:

$$l = 9 \cdot 2 = 18 \text{ mm}$$

Il rapporto D/1 è uguale a 11/18 = 0,61.

Il valore di K, calcolato con la formula (1), con D e **l** in mm è:

$$K = \frac{1100}{44 + 198} = 4{,}55$$

Utilizzando la curva di fig. 2 si trova il punto M.

Ricordiamo, però, che questa curva è meno precisa, e quindi meno attendibile verso bassi valori del rapporto D/**l**.

Dopo aver calcolato L, bisogna assicurarsi che si abbia **d<l.**

Questa condizione, nel caso in esame, è soddisfatta poiché **d** = 1 mm e L = 2 mm.

Si vede che lo spazio libero tra le due spire è **l** — **d** = 1 m = **d**.

Un sistema pratico, per la costruzione di una bobina di questo tipo, è quello di prendere in mano due fili ed avvolgerli, contemporaneamente sul supporto. Al termine dell'operazione si toglierà uno dei due fili e la spaziatura che ne risulterà sarà perfetta.

Si calcoli ora L.

A tale scopo, con D = 11 mm = 1,1 cm si ha:

$$L = Kn^2 \ D/1000$$

dove

$$L = 4{,}55 \cdot 100 \cdot 1{,}1/1000 \ \mu\text{H}$$

il risultato sarà quindi

$$L = 0{,}5 \ \mu\text{H}$$

Si calcoli ora la lunghezza l del filo. Poiché il diametro medio di una spira è di 11 mm, la lunghezza totale di 10 spire sarà:

$$10 \cdot \pi \cdot 11 = 110 \cdot 3{,}14 = = 345 \text{ mm} = 34{,}5 \text{ cm}.$$

La tabella I riporta il valore dei fattori K in base al rapporto D/**l**.

Per D/l = 2,5 la tabella dà come fattore K = 11,64, mentre la curva dà approssimativamente 11,8 e la formula (1) scritta sotto la forma:

$$K = \frac{100 \ D/l}{4 \ D/l + 11} \qquad (3)$$

ottenuta dividendo il divisore e il dividendo per **l**, dà:

$$K = \frac{250}{10+11} = \frac{250}{21} = 11{,}9$$

Queste piccole differenze sono abbastanza trascurabili poiché, quando si realizza una bobina L, per ottenere l'accordo esatto, bisogna regolare il valore di L sperimentalmente.

TABELLA I

D/l	K	D/l	K	D/l	K
0	0	0,8	5,80	2,5	11,64
0,1	0,946	0,9	6,32	3	12,77
0,2	1,816	1	6,79	3,5	14,19
0,3	2,617	1,2	8,13	4	14,43
0,4	3,355	1,4	8,94	4,5	15,20
0,5	4,037	1,6	9,65	5	15,78
0,6	4,67	1,8	10,30	6	17,3
0,7	5,20	2	10,37	7	18,44

BOBINE PER I 27 MHz

La maggior parte dei circuiti accordati LC sono del tipo parallelo e si presentano come lo schema di figura 3. Se C è la capacità totale, materiale o parassita, esistente ai capi della bobina, comprendente le capacità esistenti ai capi a e b dell'apparecchio o montaggio ai quali L è collegato, la formula di Thomson dà una relazione tra L, C e la frequenza f d'accordo:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \qquad (4)$$

Questa formula, per risolvere problemi dove si richiede il valore L o C, può essere scritta nel seguente modo:

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C} \qquad (5)$$

e

$$C = \frac{1}{4\pi^2 f^2 L} \qquad (6)$$

in cui **f** è espressa in hertz, C in farad e L in henry o f in MHz, C in microfarad e L in microhenry.

Nell'esempio citato si sono usate le unità f in MHz, C in μF e L in μH.

Per un rapido calcolo queste formule possono essere ulteriormente semplificate sostituendo $4\pi^2$ con 40.

Se **f** = 27 MHz si fa $f^2 = 729$ MHz.

D'altra parte, se C è valutato in picofarad, bisogna moltiplicare il secondo fattore di (6) per 10^6.

Attraverso le succitate considerazioni si arriva alla seguente semplice espressione:

$$LC = 35{,}65 \qquad (7)$$

in cui L è in microhenry e C in picofarad ottenuto con il valore esatto di $4\pi^2$ che è 39,438.

Questa formula può essere scritta anche come segue:

$$L = 35{,}65/C \qquad (8)$$

e

$$C = 35{,}65/L \qquad (9)$$

con L in microhenry e C in picofarad.

Esempi: C = 1 pF, L = 35,65 μH; C = 10 pF, L = 3,565 μH; C = 35,65 pF, L = 1 μH.

Per facilitare ancora la ricerca di L in funzione di C, o di C in funzione di L, ci si può valere della tabella II e della curva LC=35,65.

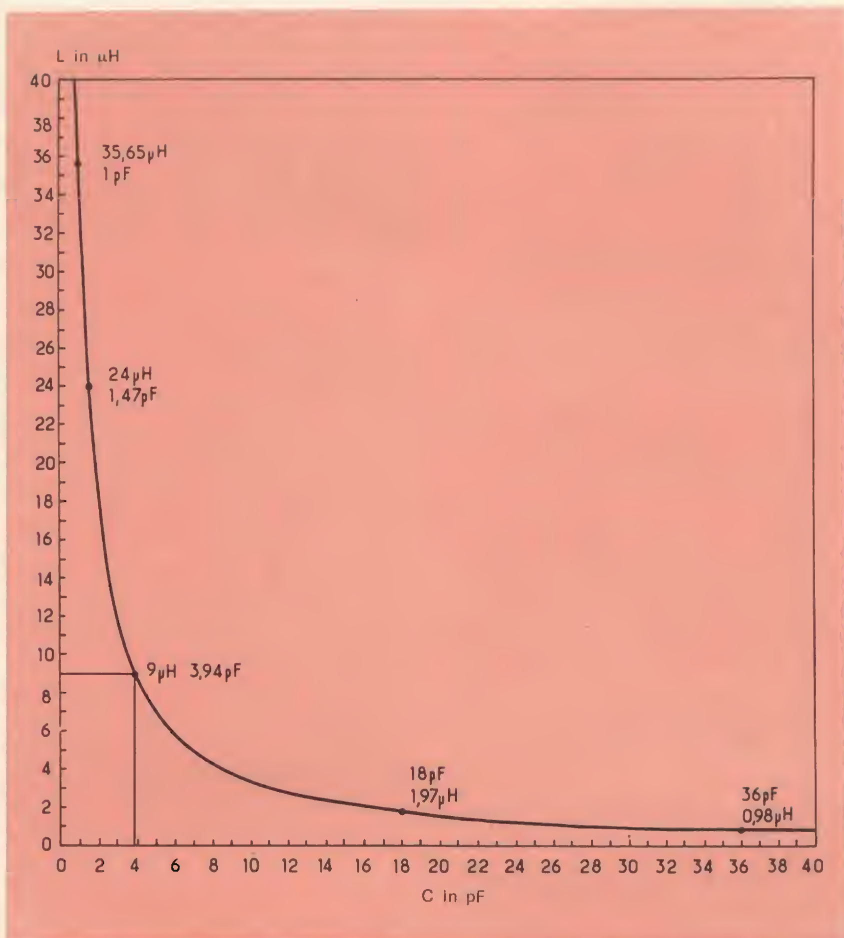


Fig. 4 - Il disegno illustra la curva LC. Questa curva non permette delle letture molto precise, ma offre il vantaggio di far conoscere subito un valore sufficientemente valido.

La tabella II permette di calcolare L o C per dei valori superiori a 40 o inferiori a 1.

In effetti, se, per esempio, si ha C = 200 pF, il valore di L è quello valido per 20 pF, diviso per 10 che darà L = 0,178 μH.

La curva non permette delle letture molto precise però ha il vantaggio di far conoscere subito un valore sufficientemente preciso; il suo ordine di grandezza inoltre, evita degli errori di virgola. Viene stabilito immediatamente così che C = 14 pF corrisponde ad L = 2,5 μH circa e non 0,25 o 25 μH.

TABELLA II

C (pF)	L (μH)	C (pF)	L (μH)	C (pF)	L (μH)	C (pF)	L (μH)
1	35,65	11	3,22				
2	17,8	12	2,95	22	1,61	32	1,11
3	11,85	13	2,73				
4	8,89	14	2,54	24	1,47	34	1,04
5	7,1	15	2,36				
6	5,95	16	2,22	26	1,36		
7	5,08	17	2,1			36	0,98
8	4,4	18	1,97	28	1,27		
9	3,94	19	1,87			38	0,94
10	3,56	20	1,78	30	1,18	40	0,88

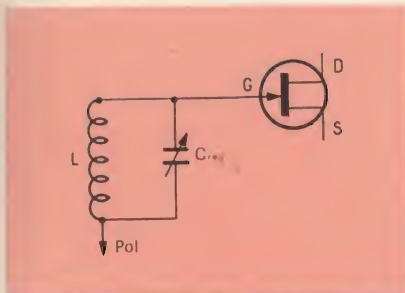


Fig. 5 - Circuito di accordo per i 27 MHz collegato sul «gate» di un transistore a effetto di campo.

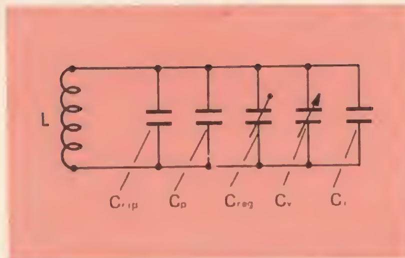


Fig. 6 - Capacità esistenti nei circuiti. Queste capacità sono da tener presenti per la costruzione delle bobine.

CALCOLO DEL VALORE DI C

A tale scopo conviene riprendere in esame la figura 3 che rappresenta un circuito LC accordato in parallelo.

Per calcolare L, logicamente, bisogna conoscere C.

Il valore di C può essere determinato ricercando quali siano le capacità di cui esso è composto.

In figura 5 è visibile un circuito accordato sui 27 MHz collegato sulla porta (gate) di un transistore a effetto di campo. Un transistore di questo genere ha una capacità di ingresso C_i relativamente bassa, compresa, ad esempio, tra 2 e 6 pF.

Questa capacità C_i deve essere sommata alle capacità rappresentate in figura 6 unitamente alla stessa capacità C_i.

C_{rip} = capacità ripartita della bobina
C_p = capacità parassita dovuta alle connessioni
C_{reg} = capacità regolabile
C_v = capacità variabile per la regolazione dell'accordo

La capacità C della formula di Thomson è data dalla somma di queste diverse capacità.

Queste capacità possono essere convenientemente valutate e può essere calcolata la loro somma.

Nel caso di una valutazione si procederà come segue:

C_{rip} = capacità ripartita. - Questa capacità, dato che una bobina per i 27 MHz è formata da pochissime spire, è molto bassa e può essere trascurata.

C_p = capacità delle connessioni. - Di solito è di qualche picofarad, per esempio 2 pF, se il cablaggio è realizzato in modo razionale.

C_{reg} = capacità regolabile. - Questa capacità varia a seconda dello schema adottato; in generale può variare tra 2 e 10 pF.

C_v = capacità variabile, cioè il condensatore variabile d'accordo.

Il valore di questa capacità varia da qualche picofarad a qualche decina di picofarad.

C_i = capacità d'ingresso del transistore. Può avere un valore compreso fra 2 a 10 pF; questo valore, generalmente, viene specificato dalla casa costruttrice.

In pratica il circuito di figura 5 può essere considerato tenendo conto delle capacità illustrate in figura 6.

Per le ragioni riportate precedentemente C_{rip} può essere trascurato.

Come capacità parassita C_p si può prendere un valore di 2 pF, per C_{reg} 2 ÷ 8 pF, per C_v = 5 ÷ ÷ 20 pF e per C_i 6 pF.

Il valore minimo di C è 2+2+ +5+6 = 15 pF e il valore massimo è 2+8+20+6 = 36 pF.

Si può dunque dedurre con quale valore di C si può ottenere l'accordo sui 27 MHz.

Per esempio C = 22 pF. Questo valore risulterà molto pratico poiché essendo compreso tra il minimo ed il massimo potrà essere attenuto attraverso una semplice regolazione da parte dell'utilizzatore.

Per C = 22 pF, la tabella II e la curva di figura 4 danno L = 1,61 µH.

Ora non ci resta che realizzare praticamente la bobina L.

REALIZZAZIONE DI UNA BOBINA DA 1,6 µH

Per la realizzazione di questa bobina bisogna applicare le formule che danno L (formule di Nagaoka) e K.

Iniziamo da K. Si userà, per esempio, un rapporto D/l = 0,1 e in questo caso, la tabella I dà K = 6,79 che potrà essere arrotondato a 6,8.

Siccome la formula é:

$$L = Kn^2 D/1000$$

con L in µH e D in cm, si ottiene:

$$\mathbf{n}^2 = \frac{1000\ L}{KD}$$

A questo punto si conoscono i valori L = 1,61 µH e K = 6,8. Il valore del diametro medio della bobina può essere scelto a piacere, ad esempio, D = 1 cm.

Risulta allora:

$$\mathbf{n}^2 = \frac{1000 \cdot 1{,}61}{6{,}8} = 237 \text{ circa}$$

per cui **n** = 15,39 ossia, praticamente, 15 spire.

Il diametro **d** del filo deve essere il maggiore possibile.

Nel caso di spire accostate si avrà, con l = D = 10 mm

$$\mathbf{d} = \frac{10}{15} = 0{,}66 \text{ mm}$$

Si userà quindi del filo di 0,4 a 0,6 mm spaziandolo leggermente per ottenere **l** = 10 mm.

Si potrebbe, ad esempio, usare un filo di 0,5 mm.

In questo caso si avrà che:
D = diametro medio della bobina = 10 mm.
d = diametro del filo = 0,5 mm.
il diametro del supporto sarà:
D' = D — **d** = 9,5 mm

BOBINE PER 72 E 144 MHz

Tutto ciò che è stato detto per i 27 MHz è valido anche per i 72 MHz. Sarà necessario ricordare però che 72 = è circa 2,7 volte 27; è quindi chiaro che nella tabella II, a capacità uguale, il valore di L per 72 MHz è 2,7 volte più piccolo.

Lo stesso ragionamento è valido per i 144 MHz; infatti, se f = 144 MHz = 5,3 · 27 MHz, non resta che dividere il valore ricavabile dalla tabella II per 5,3.

ANTIPARASSITI PER TIRISTORI E TRIAC

a cura di G. ZUCCHI

E' risaputo che i tiristori e i triac, comandati da un angolo di fase variabile, danno luogo, durante il loro scatto, ad un fronte di salita della corrente ($\Delta i/\Delta t$) molto improvviso.

Questo fatto provoca delle armoniche che disturbano in modo considerevole la ricezione delle emissioni radio. In modo particolare, questi parassiti, disturbano essenzialmente le gamme delle onde corte e delle onde lunghe.

I parassiti, inoltre, si propagano sia per via hertziana, che attraverso i condensatori per l'alimentazione della rete.

Allo scopo di attenuare questo ultimo tipo di parassiti, ci si rivolge solitamente a dei filtri passa-basso il cui progetto e la cui realizzazione industriale, specialmente per i casi più complessi, presentano un certo numero di problemi.

Scopo di questo articolo è appunto quello di esaminare i succitati casi e di indicarne i rimedi più adatti.

ALIMENTAZIONE DI MOTORI A CORRENTE CONTINUA

Prendendo in esame questo caso particolare occorre considerare due tipi di parassiti:

— Una tensione V_o fra i conduttori dell'alimentazione.

— Due tensioni asimmetriche, V_1 e V_2 entro i conduttori e la massa o il neutro — fig. 1.

La legislazione impone generalmente un massimo livello ammissibile di parassiti, misurati partendo dal circuito illustrato in fig. 2.

Con il sistema preconizzato degli enti radiofonici viene misurato un livello dell'ordine di 120 dB a 150 kHz (per un triac o due tiristori).

Tenendo conto dell'esistenza di capacità parassite fra il triac e il contenitore (C_{e1} e C_{e2}) e sostituendo, per maggior semplicità, il triac con un generatore — fig. 3 — si ottiene, senza filtro e per le tensioni asimmetriche:

$$V_1 = V_2$$

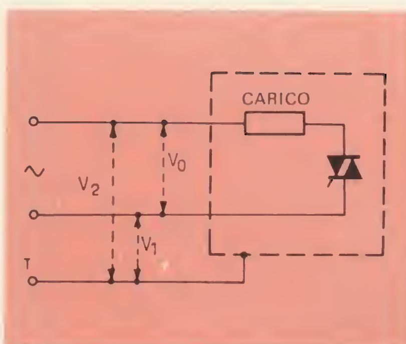


Fig. 1 - Distribuzione dei segnali parassiti.

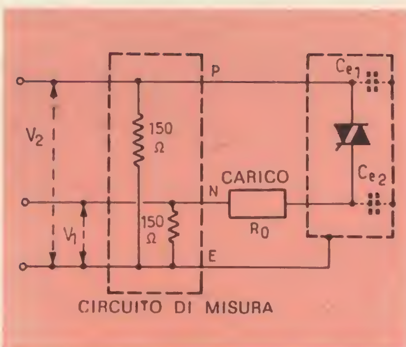


Fig. 2 - Misura del livello dei segnali parassiti.

Essendo il limite fissato generalmente di 54 dB, appare evidente che il filtro deve offrire una attenuazione di 66 dB.

SISTEMA ANTIPARASSITA

Ciascuna delle tensioni asimmetriche, teoricamente, può essere ridotta attraverso un proprio filtro. Questo sistema porta, tuttavia, ad inserire delle capacità molto eleva-

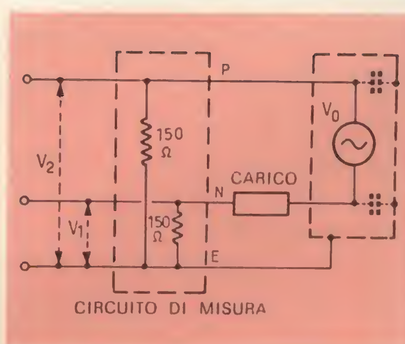


Fig. 3 - In questo circuito il triac è sostituito da un generatore.

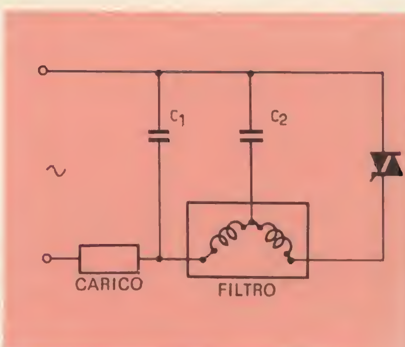


Fig. 4 - Filtro misto a capacità ed induttanze.

te fra le connessioni e la massa (dell'ordine di 0,1 μF).

Oltre i 50.000 pF si rischiano incidenti gravi e, per questa ragione, questo metodo è da scartare.

In pratica, si impiegano dei filtri misti che attenuano in primo luogo le tensioni simmetriche e quindi quelle asimmetriche residue.

Questo metodo può essere così scomposto.

— Attenuazione del livello delle tensioni simmetriche attraverso l'inserimento di condensatori entro i fili d'alimentazione e di bobine in serie con queste connessioni - fig. 4.

— Riduzione degli accoppiamenti elettromagnetici fra le connessioni e il contenitore, per ammortizzare le tensioni asimmetriche residue, sia realizzando la messa a massa attraverso induttanze - fig. 5 -, sia inserendo delle bobine multiple - fig. 6.

— Per sistemi comportanti dei semiconduttori montati a ponte, ed in modo particolare per i circuiti di comando di motori — shunt, si deve isolare l'uscita di utilizzazione in rapporto al carico stesso — fig. 7. Se non si prende questa precauzione, il carico si comporterà come una antenna irradiante delle tensioni di disturbo fra la rete e la massa.

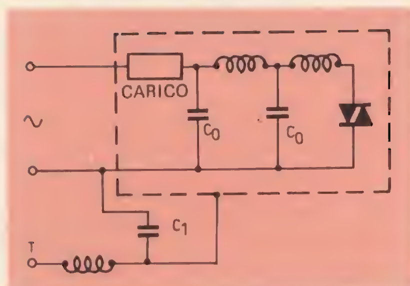


Fig. 5 - Messa a massa attraverso induttanze.

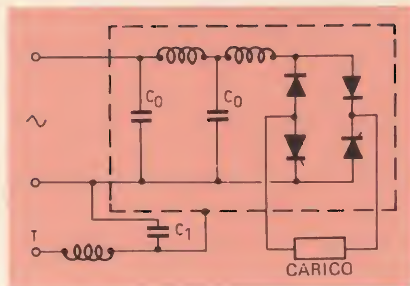


Fig. 8 - In questo circuito il carico è posto fuori dal contenitore.

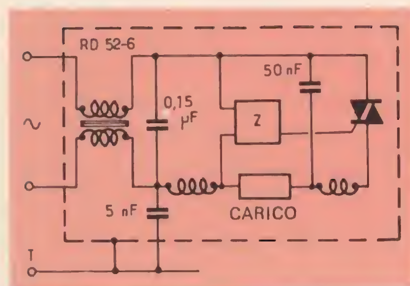


Fig. 6 - Messa a massa attraverso bobine multiple.

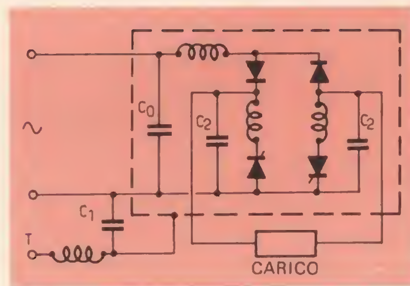


Fig. 9 - Inserimento di induttanze e capacità fra il carico ed il tiristore.

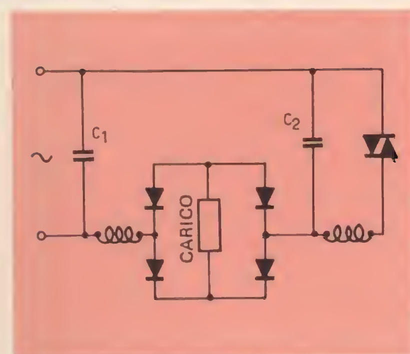


Fig. 7 - Come si vede in questo circuito è spesso necessario isolare il carico dal circuito d'utilizzazione.

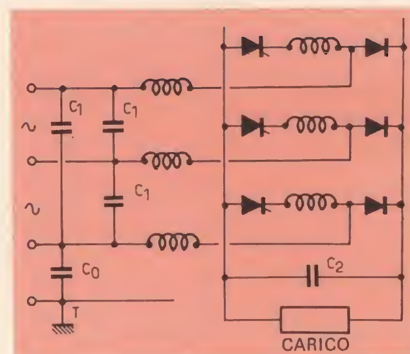


Fig. 10 - Sistema antiparassita per una alimentazione trifase.

RIDUZIONE DELLE TENSIONI SIMMETRICHE

La figura 4 illustra un tipico filtro, che può essere composto da due stadi, adatto all'attenuazione di tensioni simmetriche.

Quando il circuito di scatto è collegato alla rete — fig. 6 —, si deve inserire uno stadio fra il triac e il carico al fine di ridurre le tensioni parassite attraverso il carico stesso ed uno stadio fra la rete ed il circuito di scatto, per ridurre le tensioni di disturbo provocate dallo scatto (dell'ordine di 33 ÷ 70 dB a 0,15 MHz).

RIDUZIONE DELLE TENSIONI ASIMMETRICHE

Il valore degli accoppiamenti capacitivi ed induttivi fra le connessioni (compreso sovente il radiatore) e la massa determina largamente l'ampiezza e l'impedenza propria dei segnali asimmetrici.

Per facilitare la realizzazione di un sistema antiparassita, occorre rispettare una spaziatura di almeno un centimetro fra il contenitore e tutte le parti collegate direttamente alla rete; il passaggio dei collegamenti, potenziometri e fusibili costituiscono altrettanti punti critici.

L'accoppiamento fra gli avvolgimenti del rotore e dello statore e la carcassa, collegata a massa, arriva ad un valore elevato (capacità equivalente 10.000 pF).

Nei casi più semplici, un condensatore da 5000 ÷ 50.000 pF è sufficiente per attenuare le tensioni asimmetriche. Generalmente, però, per circuiti ad elevata corrente (inferiore tuttavia a 6A) e i circuiti a motore, è necessario aggiungere un elemento induttivo.

Questa induttanza, che può essere costituita da una bobina in serie con la massa, deve essere realizzata con filo avente lo stesso diametro di quello dei collegamenti di massa e ciò per evidenti ragioni di sicurezza — fig. 5. Per lo stesso motivo, questo circuito non è adatto ai sistemi in cui il contenitore è direttamente collegato a massa. Il valore tipico dell'induttanza deve essere compreso fra 2 e 10 mH.

Questo metodo non è evidentemente adatto come antiparassita di motori di macchine utensili la cui

messa a terra è ottenuta direttamente attraverso la loro struttura portante. In questi casi è molto meglio utilizzare un complesso ad avvolgimenti multipli — fig. 6 —, collegati in modo che i campi creati si annullino vicendevolmente.

E' interessante notare che questo sistema riduce solo il livello delle tensioni asimmetriche.

CARICHI ESTERNI AL CONTENITORE

Quando il carico è posto esternamente al contenitore del circuito di comando — fig. 8 —, si rischia di diminuire l'efficacia del filtro a causa di accoppiamento elettromagnetico fra il carico e gli altri elementi meccanici messi a massa. E' quindi evidente che, in questi casi, è tassativamente doveroso ridurre il più possibile i segnali parassiti attraverso il carico. Sotto questo aspetto vanno considerate le soluzioni illustrate in figura 9 ed in figura 10.

Come si vede, in figura 9, il metodo consiste nel sistemare due induttanze e due condensatori fra il carico ed il tiristore, mentre in figura 10 è illustrato un sistema per un'alimentazione trifase. L'induttanza posta in serie con il tiristore lo protegge contro la distruzione dovuta all'effetto $\Delta i/\Delta t$.

TRE NUOVI TRASMETTITORI PER LA RAI-TV

La RAI-Radiotelevisione italiana ha acquistato dalla Philips 3 trasmettitori per la banda UHF (secondo programma) ciascuno della potenza di 40 kW. I trasmettitori sostituiranno analoghe apparecchiature, di potenza inferiore, attualmente in funzione presso i centri trasmittenti di Monte Penice (Lombardia, Piemonte, Liguria e Emilia), Monte Venda (Venezie) e Monte Faito (Italia Centro-Meridionale), che coprono un'area fra le più densamente popolate, pari a circa la metà del territorio italiano.

La consegna delle apparecchiature trasmittenti, il cui valore ammonta a circa 600 milioni di lire, è prevista per l'inizio del 1973.

nuovi componenti

fototransistori BPX43 - BPX38 - BPY62

a cura di A. WEBER

Alcuni fototransistori hanno il collegamento di base portato all'esterno, in modo da poter essere utilizzati anche come normali transistori. In questo articolo vengono descritti alcuni esempi di particolari circuiti, nei quali si possono sfruttare contemporaneamente e con profitto sia le proprietà fotoelettriche che quelle normali dei transistori.

In alcuni circuiti, l'impiego di fototransistori come normali transistori è conveniente per economizzare uno stadio. I fototransistori Siemens BPX 38, BPX 43 e BPY 62 presentano il terminale di base portato all'esterno. La fotosensibilità decresce fortemente quando la base è caricata. Le due proprietà (quella fotoelettrica e quella dei transistori normali) generalmente, non sono sfruttabili simultaneamente.

Un'eccezione è costituita da montaggi in cui l'equipaggiamento di base del fototransistore non agisce nello stato di oscurità ed in questo caso risulta disponibile la totale fotosensibilità.

Il terminale di base consente di inserire il transistore in un circuito di scatto. Quando il circuito dopo un impulso luminoso cambia di stato, il fototransistore viene alimentato da una corrente sul suo terminale di base, e rimane conduttore anche nello stato di oscurità.

Qui di seguito vengono descritti tre circuiti fondamentali (fotoscatto a transistore NPN, fotoscatto a transistore PNP e fotomultivibratore monostabile) e tre circuiti pratici d'impiego con i fototransistori BPX38, BPX43 e BPY62.

CIRCUITI FONDAMENTALI

Fotoscatto a transistore NPN

La figura 1a illustra un semplice circuito di fotoscatto. Nello stato

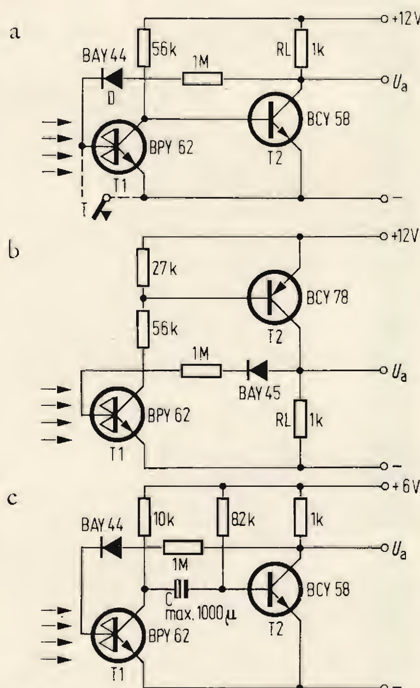


Fig. 1 - Tipici circuiti impieganti un fototransistore.
a) Fotoscatto a transistore NPN (BCY 58); T = tasto di richiamo;
b) Fotoscatto a transistore NPN (BCY 78);
c) Multivibratore monostabile comandato da impulsi luminosi T1 = Fototransistore BPY62, BPX38 o BPX43.

di oscurità il fototransistore T1 è bloccato.

Il suo collettore viene portato ad un potenziale elevato mentre il transistore NPN T2 è in conduzione. La corrente di base I_{B2} circola nel resistore di 56 kΩ mentre la tensione d'uscita U_a è data dalla tensione di saturazione collettore-emettitore ed è praticamente nulla. In tal modo nessuna corrente di base I_{B1} può circolare, verso il transistore T1, nel resistore di reazione da 1 MΩ. Il diodo D cambia l'azione del resistore da 1 MΩ in resistore di fuga di base. L'incidenza della luce rende conduttore il fototransistore T1; la sua corrente di collettore riduce la corrente di base del transistore T2 e la sua regolazione.

Sul collettore del transistore T2 la tensione cresce in modo tale che il fototransistore T1 si blocca. La tensione d'uscita U_a passa così a circa 12 V. Questo stato viene conservato anche dopo l'impulso luminoso. Per ristabilire lo stato iniziale (stato di oscurità) è necessario sia interrompere la tensione d'alimentazione, che collegare la base del fototransistore al potenziale d'emettitore (almeno nel caso considerato) tramite il tasto di richiamo T. La figura 2a rappresenta il diagramma degli impulsi corrispondenti. Il resistore di carico RL è percorso da una corrente elevata o debole a seconda dello stato di commutazione.

Fotoscatto a transistore PNP

Nel circuito di fig. 1b, quando si applica la tensione di lavoro, il

fototransistore risulta bloccato nello stato di oscurità, in cui $I_{B2} = 0$. In altri termini, il transistore PNP T2 è esso stesso bloccato e nello stato di oscurità nessuna corrente circola nella resistenza di carico RL.

L'incidenza della luce rende conduttori il fototransistore e il transistore.

Il collettore del transistore T2 viene così portato ad un potenziale elevato, in modo che la corrente di base I_{B1} può circolare nel fototransistore T1 e mantenere questo stato. Il ritorno allo stato precedente si ottiene allo stesso modo del fotoscatto a transistore NPN ed il diagramma degli impulsi è identico per i due circuiti (fig. 2a).

Fotomultivibratore monostabile

La figura 1c illustra un semplice multivibratore monostabile il cui segnale di scatto elettrico è ottenuto quando il fototransistore T1 viene illuminato. La costante di tempo dell'elemento RC determina la durata dell'impulso luminoso, come illustra il diagramma degli impulsi di figura 2b. L'impulso d'uscita dipende dalla durata minima, fintanto che la durata minima, funzione della frequenza limite del fototransistore, viene rispettata.

Interruttore luminoso

La figura 3a illustra lo schema di un circuito interruttore luminoso.

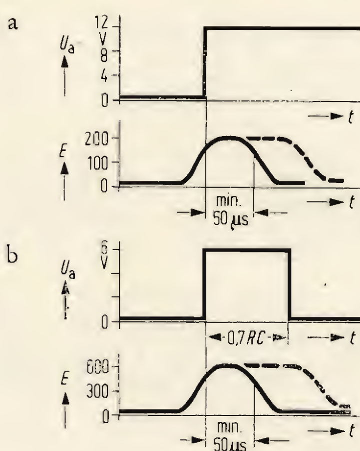


Fig. 2 - Diagrammi degli impulsi.
a) Del circuito di figura 1a o 1b.
b) Del circuito di figura 1c.

L'elettromagnete di manovra è percorso, allo stato di riposo (stato di oscurità), da una corrente.

Quando una sorgente luminosa di sufficiente intensità cade sul fototransistore T1, lo stesso entra in conduzione e blocca lo stadio d'uscita. In seguito alla reazione sulla base del fototransistore T1, questo ultimo rimane conduttore, anche dopo la fine dell'illuminazione.

Fotocomando di tiristori

Il circuito della figura 3b è particolarmente adatto al comando di tiristori di potenza attraverso impulsi luminosi.

Quando la luce colpisce il fototransistore T1, quest'ultimo e il transistore T2 diventano conduttori; la corrente di comando del tiristore viene liberata dal transistore T2.

La resistenza di reazione da 820 kΩ mantiene questo stato fintanto che non si procede come è stato descritto per il fotoscatto.

Il transistore T2 della figura 1a; in questo circuito, è sostituito dallo stadio d'uscita darlington di potenza BDY87, caratterizzato da un elevato guadagno in corrente. Un apparecchio tanto semplice permette così di commutare delle correnti di valore elevato.

Contatore di lampi

Il circuito illustrato in figura 3c, riunisce i principi su cui sono basati i circuiti delle figure 1a e 1c. Esso è adatto nei casi in cui, in una apparecchiatura, devono essere contati lampi brevissimi. In questi casi infatti; il relè di conteggio esige, non solamente l'amplificazione ma anche il prolungamento simultaneo degli impulsi elettrici originati dal fototransistore.

Il transistore T2, nello stato di riposo, è reso conduttore attraverso la resistenza R e il diodo BAY44, mentre il fototransistore T1 e il transistore T3 risultano bloccati. Il condensatore C, dal canto suo, è caricato, praticamente, alla tensione di lavoro.

TABELLA I – Caratteristiche dei fototransistori BPX38, BPX43 e BPY62

Valori limite	BPX38	BPX43	BPY62
Tensione collettore-emettitore U_{CE}	25 V	25 V	25 V
Tensione emettitore-base U_{BE}	5 V	5 V	5 V
Temperatura di giunzione	125 °C	125 °C	125 °C
Temperatura di immagazzinamento ϑ_s	− 25 ÷ 125 °C	− 25 ÷ 125 °C	− 25 ÷ 125 °C
Potenza ammissibile P_{tot} ($\vartheta_{amb} = 25°C$)	500 mW	500 mW	250 mW
Caratteristiche ($\vartheta_{amb} = 25°C$)			
Corrente residua collettore-emettitore I_{CEO} ($U_{CE} = 25$ V, $E = 0$)	< 500 nA	100 nA (< 500)	5 nA (< 100)
Tensione di saturazione collettore-emettitore U_{CEsat} ($I_C = 1$ mA, $E = 1000$ 1x, base aperta)	0,3 V	0,3 V	0,3 V
Sensibilità spettrale $V\lambda$ (limiti: 10% della corrente fotoelettrica a $V\lambda_{max}$)	0,45 ÷ 1 µm	0,45 ÷ 1 µm	0,45 ÷ 1 µm
Sensibilità spettrale massima $V\lambda_{max}$	0,8 µm	0,8 µm	0,78 µm
Corrente fotoelettrica (I_P) ($U_{CE} = 5$ V; $E = 1000$ 1x; temperatura di colore della sorgente 2850 °K; base aperta)	1 mA	7 (> 2) mA	4 (> 3) mA
Tempi di crescita t_r all'80% del valore finale, tempi di decrescita t_f al 20% del valore iniziale ($R_L = 1$ kΩ; $E = 1000$ 1x, base aperta)			5 (< 10) µs

Fig. 3 - Circuiti pratici impieganti un fototransistore
a) Interruttore luminoso (T1 = fototransistore; T2 = stadio di potenza Darlington; T = tasto di richiamo).
b) Fotocomando di tiristori.
c) Contatore di lampi (RE = potenziometro di sensibilità ZR = relè di conteggio).

Quando un lampo sufficientemente luminoso (circa 1000 lux) arriva al fototransistore T1, questo ultimo e il transistore T3, montato in cascata, divengono conduttori ed il relè di conteggio viene fatto scattare. Questo stato, in seguito alla reazione della resistenza da 1 MΩ, viene mantenuto finché il condensatore C si scarica sulla resistenza R e sopprime il potenziale inverso sul transistore T2. Solo a questo punto, infatti, lo stato iniziale viene ristabilito.

Il solito diodo sulla linea di reazione può essere soppresso, poiché una divisione di tensione è effettuata nel ramo del collettore del transistore T2. Il potenziometro da 10 kΩ, posto nel ramo di collettore del transistore T1, permette di far variare la sensibilità.

SCELTA DEI FOTOTRANSISTORI

Nei circuiti descritti, oltre al fototransistore BPY62, possono essere utilizzati i tipi BPX38 e BPX43.

La scelta del fototransistore viene determinata attraverso considerazioni circuitali ed ottiche. La tabella I illustra i valori caratteristici dei fototransistori planari al silicio NPN epitassiali BPX38, BPX43 e BPY62 (tutti in contenitore TO18, corrispondente al contenitore DIN 18A3).

In ciascuno di questi transistori per lampade ad incandescenza, il collettore è collegato elettricamente al contenitore, l'emettitore è protetto e il terminale di base è portato all'esterno.

I CIRCUITI INTEGRATI LINEARI

a cura del Dott. A. RISI

CIRCUITI INTEGRATI LINEARI

Sebbene il termine «circuiti integrati lineari» si riferisca solo a quei circuiti fondamentali come l'amplificatore operazionale, il moltiplicatore e il regolatore di tensione, ed i circuiti per il controllo di guadagno; la varietà delle funzioni circuitali in cui possono trovare impiego i circuiti integrati lineari è limitata solo dalla fantasia del progettista. Lo amplificatore operazionale, per esempio, può essere usato in circuiti di temporizzazione, in comparatori, in multivibratori monostabili, in filtri attivi ed in mille altri circuiti, oltre che nei soliti circuiti di amplificazione.

L'AMPLIFICATORE OPERAZIONALE

L'amplificatore operazionale, il più versatile di tutti i Circuiti Integrati Lineari, presenta il più grande numero di parametri funzionali, ma solo pochi di essi sono importanti dal punto di vista del progetto. Questi sono: il guadagno ad anello aperto, la tensione di offset in entrata, la corrente di polarizzazione, il prodotto guadagno-banda unitario e la risposta a gradino (slew-rate). Esaminiamo questi parametri in riferimento ad un amplificatore operazionale ideale.

L'amplificatore operazionale ideale è quello la cui uscita è zero in assenza di segnale all'ingresso, ma che si satura subito quando viene applicato un segnale alla entrata, grazie al suo guadagno infinito. Dal punto di vista ideale si può dire che non esiste nessun limite alla sua velocità operativa; che la sua impedenza d'entrata è infinita e quella di uscita nulla. Naturalmente questo vale solo nel funzionamento ad anello aperto, cioè senza controreazione.

Tuttavia parecchie applicazioni lineari richiedono lo uso della controreazione per stabilire il livello di guadagno. Ci sono due modi principali per ottenere la suddetta controreazione, cioè le configurazioni di solito denominate inverting e non-inverting. Figura 1 (A e B).

Per la configurazione non-inverting il guadagno A_{NI} è dato che:

$$A_{NI} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

mentre per l'inverting:

$$A_I = -\frac{R_2}{R_1} = -(A_{NI} - 1) = 1 - A_{NI}$$

La prima deviazione dal caso ideale si verifica quando vengono collegati entrambi gli ingressi a massa, constatando che l'uscita non è più a livello zero, ma vicino a qualche livello di saturazione. Questo fenomeno è imputabile ai vari disaccoppiamenti presenti nel circuito dell'amplificatore che si manifesta in forma di un segnale V_{io} di entrata chiamato «Input Offset Voltage».

Nella maggioranza degli amplificatori operazionali si ricorre a dei circuiti esterni per compensare od annullare la V_{io}. Bisogna però osservare che gli amplificatori operazionali sono molto sensibili alla variazione di temperatura. Viene quindi definito un coefficiente di temperatura TCV_{io} rispetto alla V_{io}, per tenere conto della suddetta sensibilità. La TCV_{io} è in generale dell'ordine di 5 ÷ 15 micro volt/gradi centigradi che a prima vista appare del tutto trascurabile, ma se si osserva che il suo valore viene moltiplicato

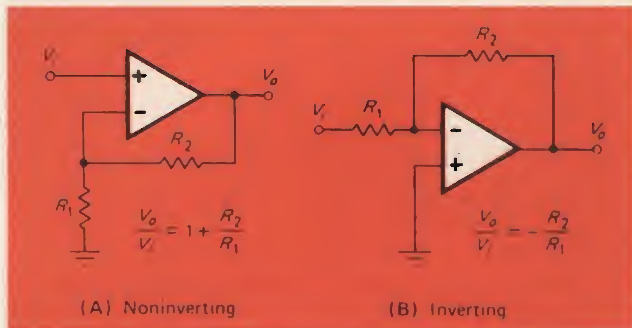


Fig. 1 - Le configurazioni principali dell'amplificatore operazionale.

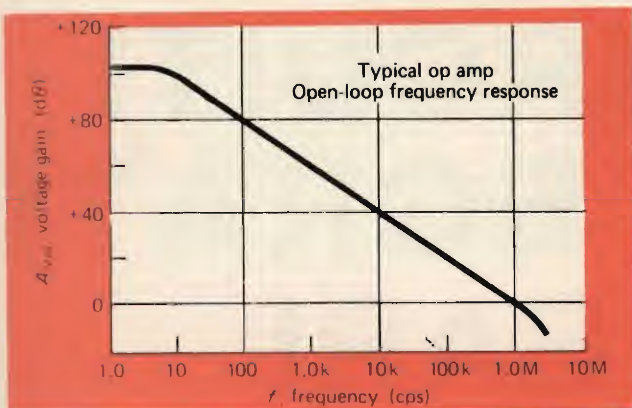


Fig. 2 - Il guadagno ad anello operato in funzione della frequenza.

per il guadagno ad anello chiuso dell'amplificatore operazionale stesso, si può capire subito l'influenza che questa V_{io} può avere sull'uscita, e sugli altri parametri dell'amplificatore operazionale.

Il livello minimo di segnale in continua, rilevabile dall'Op-Amp è quindi determinato principalmente dal valore della V_{io} oppure dalla sua variazione nella gamma di temperatura richiesta per il funzionamento dell' amplificatore.

Prendiamo, per esempio, il caso di un amp-op con guadagno pari a 100 e con V_{io} = 1 mV. In assenza del «trimming» della V_{io}, l'uscita presenta due componenti: una dovuta all'amplificazione del segnale d'ingresso e l'altra dovuta all'amplificazione della V_{io}. In assenza di segnale d'ingresso, il segnale all'uscita (dovuto alla V_{io}) è uguale a (1 mV x 100) = 100 mV

Questo segnale può essere compensato fino ad avere zero o quasi zero, ma rimane sempre il segnale di «offset» dovuto alla variazione di temperatura di valore variabile da 0,5 a 1,5 mV per gradi centigradi.

La corrente di polarizzazione richiesta per far funzionare i transistori dell'Op-Amp porta ad un altro problema pratico cioè essa provoca un'alta tensione di offset (V_{io}) causata dall'ineguaglianza fra le cadute (IR) ai capi della resistenza di controreazione e quelle della sorgente. Di solito si può ovviare a questo inconveniente uguagliando le resistenze di entrata dello amplificatore operazionale in modo che qualunque caduta su di esse appaia nel «common-mode» e non viene quindi amplificata nella stessa misura in cui il segnale differenziale viene amplificato. Se la corrente nell'ingresso inverting è uguale a quella dell'ingresso non-inverting, le impedenze dei generatori adattati cancellano esattamente la corrente indotta di offset. Tuttavia una differenza nella beta o g_m dei dispositivi di entrata può causare una disuguaglianza nella corrente di ingresso chiamata la corrente di offset, (I_{io}) il cui valore è di circa 10% la corrente di polarizzazione per gli amplificatori operazionali con stadi d'ingresso bipolari.

L'ampiezza ed il verso della I_{io} non possono essere stabiliti a priori, quindi bisogna tener conto di un secondo termine di offset (simile alla V_{io}) che deve essere compensato per avere segnale nullo all'uscita in assenza di segnale all'entrata.

Le impedenze d'ingresso e d'uscita forniscono una terza deviazione dal modello ideale. Le impedenze di ingresso degli attuali amplificatori operazionali variano da 100 kΩ a 10 MΩ per dispositivi bipolari, mentre con stadi di ingresso a FET si può raggiungere 10^4 MΩ. Il fatto che la Zin effettiva è diversa da infinito, porta alla riduzione della precisione del circuito ad anello chiuso. Il fatto che l'impedenza d'uscita è diversa da zero riduce in qualche modo le prestazioni del circuito. Infine possiamo considerare il guadagno e la risposta in frequenza come gli ultimi due parametri importanti da considerare per gli amplificatori operazionali. Il guadagno ad anello aperto è di solito superiore a 100.000 per segnali continui o per segnali a bassa frequenza, ma esso di solito comincia a diminuire rapidamente già verso 100 Hz (figura 2). Se l'amplificatore presenta 6 dB per ottavi di «roll-off» di guadagno (cioè 20 dB per decade) il guadagno ad anello aperto diminuisce di un fattore di 10 per ogni decade di frequenza oltre i 3 dB.

Gli amplificatori operazionali realizzati con circuiti integrati presentano una banda passante ad anello chiuso, variabile da 10 MHz a circa 1 kHz. Più importanti ancora della larghezza di banda, per i piccoli segnali, sono da una parte la larghezza di banda di potenza (PBW) per i segnali sinusoidali e dall'altra parte lo «slew-rate» (SR) per i segnali non sinusoidali. Lo «slew-rate» è la rapidità con la quale l'uscita dello amplificatore può seguire il cambiamento del segnale d'ingresso. La PBW è di solito data con riferimento al guadagno unitario (sia in inverting che non-inverting), perché, questa condizione rappresenta il caso peggiore.

Nella figura 3 mostriamo la risposta in frequenza per l'amplificatore operazionale MC1456 della Motorola.

Le specifiche massime degli amplificatori operazionali sono quei valori d'ingresso e d'uscita, nonché i parametri ambientali, superati i quali il dispositivo potrebbe danneggiarsi irrimediabilmente. I primi amplificatori operazionali richiedevano dei circuiti speciali di protezione realizzati fuori il contenitore del circuito integrato, inoltre erano particolarmente vulnerabili per quanto riguarda le tensioni differenziali d'ingresso e le correnti d'uscita. Gli attuali amplificatori operazio-

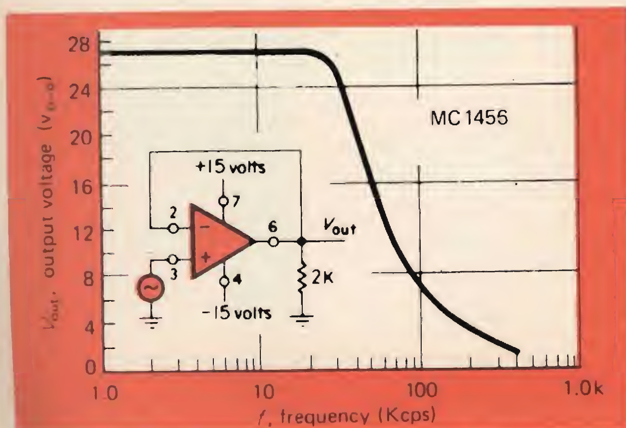


Fig. 3 - La tensione d'uscita in funzione della frequenza.

nali sono stati molto migliorati dal punto di vista di schemi di protezione e quindi permettono delle tensioni di ingresso di livello vicinissimo a quello della tensione di alimentazione. La protezione delle uscite contro il cortocircuito viene effettuata con schemi di limitazione di corrente già realizzati sul chip del circuito integrato, con limitazioni nell'ordine di 10 ÷ 25 mA. In qualche caso speciale si può arrivare anche a centinaia di mA come nell'MC1438 Motorola.

REGOLATORI DI TENSIONE

Oggi i regolatori di tensione a circuito integrato sono più convenienti di quelli realizzati con elementi discreti, sono più competitivi e funzionano meglio. Tuttavia per avere un funzionamento affidabile bisogna tener conto dei loro limiti di funzionamento. Per esempio, le specifiche massime definiscono i limiti assoluti di sforzo di rottura che vanno esaminati a fondo.

Come succede per dispositivi di potenza, non si può mai pretendere di applicare la massima tensione alla massima corrente senza il pericolo di finire fuori della area di sicurezza del funzionamento del dispositivo. Per esempio, nella figura 4 mostriamo l'area di sicurezza dell'MC1469R, da cui si può constatare che per una corrente di 0,5 A, non si può oltrepassare la tensione differenziale di 25 V anche se alla suddetta corrente il dispositivo è specificato a 40 V max. Bisogna tenere debito conto di queste condizioni di fuzionamento particolarmente nel caso in cui la protezione contro il corto circuito in uscita è basata sul principio della limitazione di corrente.

In condizione di corto circuito, sia la corrente di carico sia la tensione differenziale possono raggiungere valori massimi distruggendo il regolatore, a meno che non siano stati presi altri speciali accorgimenti tecnici. Per non andare fuori l'area di sicurezza bisogna collegare un transistore di potenza all'esterno del circuito per aumentare la corrente d'uscita oppure ricorrere a tecniche di «fold-back» (ripiegamento) di corrente.

Il compito fondamentale del regolatore di tensione è di mantenere costante la tensione di uscita in qualunque condizione di funzionamento, salvo naturalmente nel caso di rottura.

I fattori che di regola tendono a portare delle variazioni nella tensione d'uscita sono: la variazione nella tensione di rete, la variazione del carico e la variazione di temperatura. In generale la regolazione di carico è compresa fra 0,005% e 1% per le unità monolitiche nella gamma di corrente da 0 a 50 mA.

Per una piccola tensione d'ingresso e in assenza di carico, la variazione del segnale d'uscita per la temperatura è trascurabile; e l'isolamento dell'ingresso dell'uscita è pari a circa 80 dB. Con una corrente di carico, tuttavia, la variazione del segnale d'uscita diventa più apprezzabile e meno prevedibile a causa del coefficiente di temperatura. Inoltre, la regolazione dell'ingresso sarà ora legata al livello della tensione d'uscità; cioè se il livello del «ripple» in uscita è di 5 mV per V_o = 10 V, a V_o = 20 V il livello sarà di 10 mV a parità del livello di «ripple» all'ingresso.

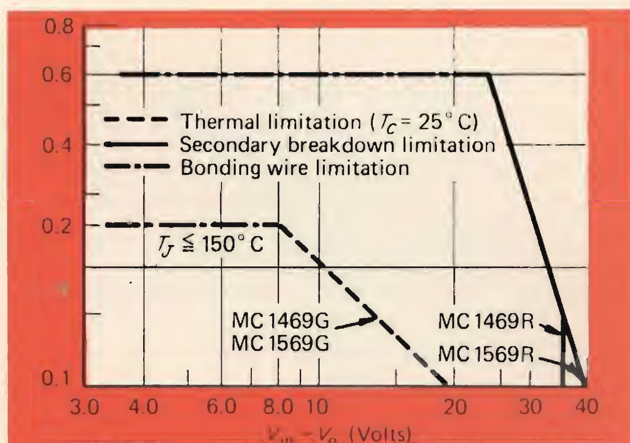


Fig. 4 - Area di sicurezza dell'amplificatore operazionale.

Il coefficiente di temperatura della tensione di riferimento determina praticamente il grado di prestazione del regolatore. Questo coefficiente di temperatura è stato progressivamente migliorato; infatti oggi si ottengono facilmente coefficienti dell'ordine di 0,005%/ /°C, mentre si può arrivare a valori dell'ordine di 0,001%/°C. Questo valore è più che sufficiente per qualunque regolatore di tensione in Circuito Integrato.

Nei più comuni sistemi di alimentazione, la tensione applicata al regolatore (V_1) deve essere inferiore al valore max della V_{in} del regolatore, ma superiore a V_o (l'uscita del regolatore). Per esempio, la V_{in} (max) deve essere almeno 3 V superiore alla V_o per il regolatore MC1569. Questo è necessario per mantenere il fattore-differenziale, tra l'ingresso e l'uscita di solito richiesta ai fini della regolazione.

Ci sono due configurazioni fondamentali per quanto riguarda la tensione di uscita. Una per l'Uscita (V_o) maggiore dalla tensione di riferimento (V_{rif}) e l'altra per V_o inferiore a (V_{rif}).

Si possono utilizzare le specifiche sui «data-sheets» per ricavare il valore della R_{sc} (la resistenza di rivelazione della corrente di carico). Bisogna però notare che la limitazione di corrente fornita da questa resistenza può anche variare oppure può essere diversa da regolatore a regolatore a causa del fatto che la soglia di tensione comunemente usata per la limitazio-

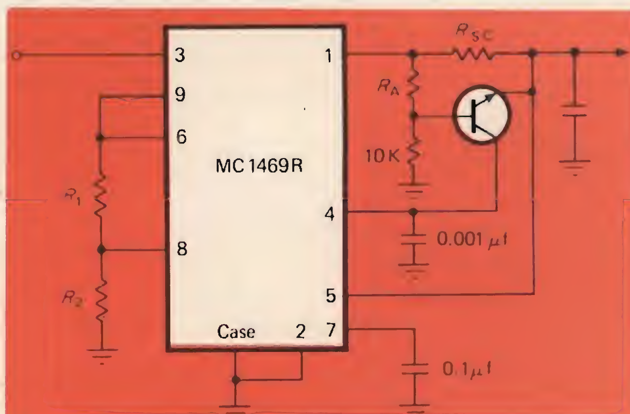


Fig. 5 - Il circuito di «Fold-back».

Fig. 6 - La corrente di carico in funzione alla tensione di uscita.

ne di corrente è la caduta di tensione V_{BE} necessaria perché il transistore integrato conduca da 0,25 mA a 0,5 mA. Quando la caduta R_{sc} raggiunge tale soglia, si ha la piena efficienza dello schema di limitazione di corrente. Naturalmente la V_{BE} è molto sensibile alle variazioni di temperatura. Il riscaldamento del regolatore per qualunque motivo riduce la V_{BE} spostando la soglia ad un livello più basso.

I «data-sheets» riportano spesso questo fenomeno in forma di una curva, mostrando la tensione di rivelazione (soglia) in funzione della temperatura della giunzione base-emettitore. E' chiaro che per mantenere l'efficacia della limitazione si deve evitare che i livelli di temperatura portino la soglia sotto i livelli di sicurezza, nella gamma di corrente di lavoro prevista per il regolatore.

Nel caso in cui si ricorre alla riduzione della R_{SC} per compensare l'aumento della temperatura della giunzione, sarà opportuno controllare l'estremità bassa del campo della temperatura.

Alle basse temperature (alta soglia) si presenta il pericolo di oltrepassare la corrente massima di carico senza che la R_{sc} sia in grado di rivelarla. Per esempio, nella gamma di temperature per dispositivi a norme militari; per regolare un carico di 50 mA alla temperatura di +125 °C, il regolatore deve poter sopportare almeno 100 mA (corto circuito) alla temperatura di −55 °C.

Fig. 7 - Regolatore «Switching».

La variazione di temperatura dovuta al riscaldamento della giunzione può essere eliminata collegando il transistore per la limitazione di corrente fuori dal contenitore. Questo viene fatto sui regolatori di tensione come l'MC1469R della Motorola che porta 500 mA di carico.

Si può tuttavia evitare del tutto il problema ricorrendo alla rivelazione attraverso impiego di un amplificatore differenziale di bassa soglia, relativamente indipendente dalle variazioni di temperatura, come l'MC1466L della Motorola. Purtroppo, a causa delle esigenze particolari di polarizzazione, il regolatore deve essere «galleggiato» con un alimentatore supplementare solo per il Circuito Integrato. Uno dei vantaggi del sistema «galleggiante» è la possibilità di ottenere tensioni d'uscita praticamente illimitate, dal momento che il chip del circuito integrato deve sopportare solo la tensione supplementare di alimentazione. La V_o è fornita dai transistori esterni che possono essere selezionati secondo la potenza e la tensione di uscita desiderate.

Nella figura 5, mostriamo il sistema di «fold-back» per la limitazione di corrente. Questo sistema può essere usato nel caso in cui la caduta in più sulla R_{sc} non pregiudica il funzionamento normale. Da notare due punti importanti sulla curva in figura 6: la corrente di corto circuito (I_{sc}) e la corrente al ginocchio della curva (I_K).

La dissipazione del regolatore a I_{sc} (corto circuito) può essere molto più piccola di quella ottenuta in assenza di «fold-back» (I_K). Inoltre tale dissipazione può facilitare il funzionamento entro l'area di sicurezza del transistore-serie, in particolare quando I_K è vicino alla sua portata massima di corrente.

La limitazione di corrente per via della V_{BE} può essere convertita al sistema di «fold-back» con le seguenti relazioni:

$$R_A = \frac{\alpha}{1-\alpha} \cdot 10\ K\Omega$$

dove:

$$\alpha = \frac{V_{sense}}{V_o} \cdot \frac{I_K}{I_{SC}} - 1$$

$$V_{sense} = V_{BE} = 0{,}6 \text{ a } Tj = 25\ °C$$

$$R_{SC} = \frac{V_{sense}}{(1-\alpha)\ I_{SC}}$$

Per esempio nel circuito di fig. 5, il valore del «fold-back» di corrente per I_K = 400 mA e I_{SC} = 100 mA si ricava come segue:

$$\alpha = \frac{0{,}6}{15}\ \frac{0{,}4}{0{,}1} - 1 = 0{,}12$$

$$R_A = \frac{0{,}12}{0{,}87} \cdot 10\ K = 1{,}4\ K\Omega$$

$$R_{SC} = \frac{0{,}6}{0{,}87\ (0{,}1)} = 6{,}9\ \Omega$$

La dissipazione nei regolatori lineari può essere ridotta usando dei regolatori «switching» come in figura 7; particolarmente adatti per tensioni di ingresso a grande ampiezza e basse tensioni d'uscita. Il Circuito Integrato lineare ed il transistore PNP, funzionano alternativamente in commutazione con pochissima dissipazione di potenza nella gamma di variazioni di correnti di lavoro.

Estrazione del valore medio degli impulsi in uscita del regolatore è affidata all'induttanza collegata in serie, che garantisce il passaggio di corrente continua al carico prelevandola da D, quando Q è interdetto.

Il rendimento dei regolatori usati in sistemi di commutazione varia con la tensione differenziale ($V_{in} - V_o$), ma in questo caso si possono ottenere facilmente rendimenti di 75 ÷ 85% per una tensione di uscita ($V_o = 5$ V) e una di ingresso (V_{in}) che varia da 10 V a 28 V. Si manifesta qualche «ripple» all'uscita con frequenza uguale a quella di commutazione e di valore picco-picco dato da $(2 \times V_{in} \times \frac{R_B}{R_A})$. Diminuendo R_E il «ripple» può essere ridotto, ma a scapito della massima frequenza operativa e del rendimento. Si può aumentare la frequenza aumentando Co e L, ma a spese di più grosse induttanze e più grossi condensatori.

MOLTIPLICATORI

L'applicazione più ovvia del moltiplicatore di tensione consiste nella generazione del prodotto di due tensioni analogiche. Il campo di funzionamento è generalmente fra ± 10 V, con un fattore di scala (K) pari a 0,1. La funzione generata è rappresentata dalla equazione.

$$V_o = K\ (V_x V_y)$$

Dove V_x e V_y rappresentano le tensioni d'entrata.

Si possono ottenere delle precisioni che variano da 4% a 0,5% a seconda del modello e della natura del segnale d'ingresso. Si ottengono anche precisioni di 0,02% ma con notevole aumento di costo.

Siccome i moltiplicatori sono capaci di «processare» sia segnali in continua che in alternata possono essere usati come elementi di controllo nella variazione lineare del guadagno per sistemi a controreazione. Si può aggiungere un guadagno di «post-moltiplicazione», se si desidera un fattore di scala superiore a 0,1.

Con l'ausilio di opportuni circuiti si può realizzare semplici sistemi di calcolo con il *moltiplicatore* (fig. 8). Inoltre il moltiplicatore usato in combinazione con dei sommatori e degli «scalers» può funzionare da generatore di funzioni sinusoidali (figura 9). Usato assieme agli operazionali, si possono ottenere delle tensioni variabili esponenzialmente, cioè funzioni logaritmiche ed antilogaritmiche (fig. 10).

PHASE LOCKED LOOPS (PLL)

Il PLL è essenzialmente un servo meccanismo elettronico ad anello chiuso la cui uscita segue in fase il segnale di riferimento. Il PLL è realizzato confrontan-

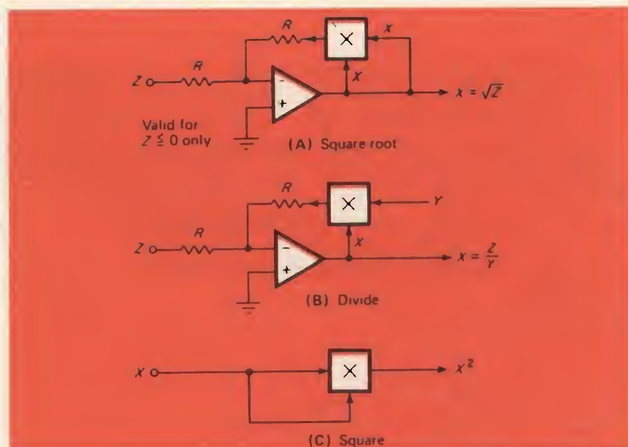


Fig. 8 - Qualche funzione matematica ottenuta con il moltiplicatore di tensione.

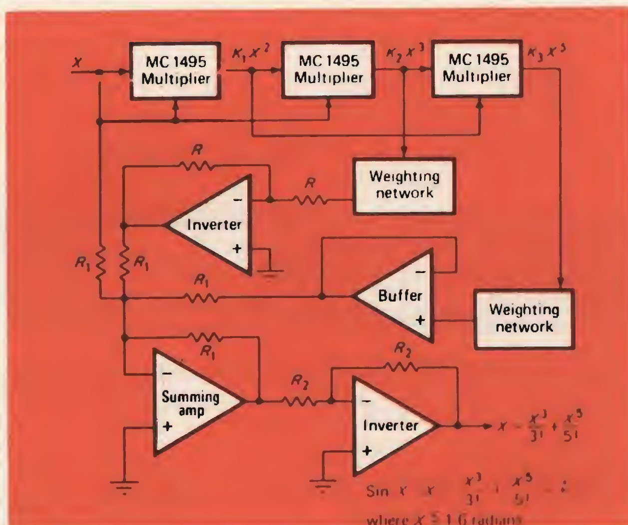


Fig. 9 - Funzioni sinusoidali ottenute con i moltiplicatori.

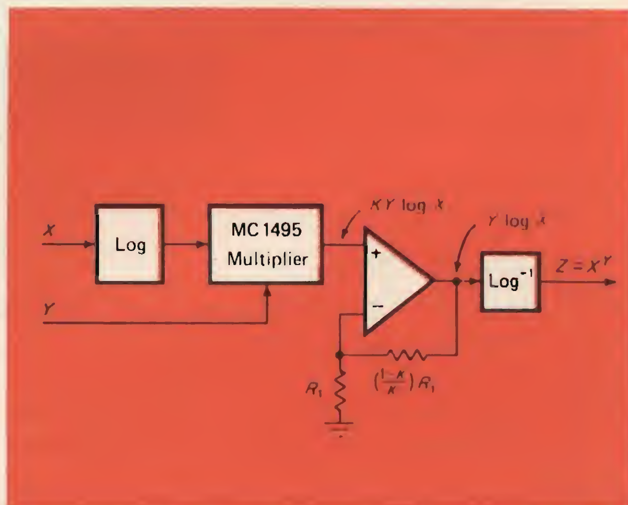


Fig. 10 - Funzioni esponenziali variabili ottenute con i moltiplicatori.

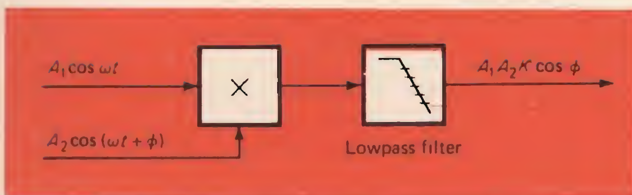


Fig. 11 - Rivelazione di fase con i moltiplicatori.

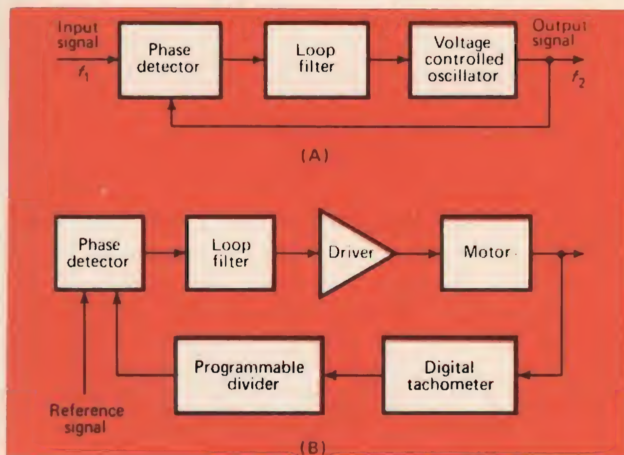


Fig. 12 - Realizzazione pratica del circuito fondamentale.

do la fase del segnale d'uscita con la fase del segnale di riferimento. La differenza di fase fra questi due segnali viene convertita in una tensione che serve per variare la fase del segnale d'uscita in modo da annullare tale fase.

La realizzazione pratica di questo concetto è molto semplice (figura 12). Il circuito è composto di tre elementi fondamentali: un oscillatore controllato in tensione, un rivelatore di fase ed un filtro ad anello. Il circuito è progettato in modo tale che quando la differenza di fase fra l'oscillatore ed il segnale d'ingresso è costante, si dice che l'anello è bloccato. Se per caso uno dei segnali dovesse cambiare fase, il rivelatore di fase ed il filtro producono una tensione proporzionale all'ampiezza ed al verso della variazione di fase. Questa tensione viene applicata all'oscillatore per variare la fase dell'oscillatore variando la sua frequenza tale da riportarlo in linea con il segnale d'ingresso.

Gli impieghi del PLL sono moltissimi; dal controllo di velocità motore; sia per ottenere delle grandi precisioni usando una sola frequenza per ottenere diverse esigenze di coppia motrice, sia per ottenere diversa velocità, regolabili con precisione. Con tali circuiti si può regolare la velocità dei motori con sufficiente precisione tale da eliminare la necessità dei gruppi di accoppiamento.



OSCILLATORI A RESISTENZA E CAPACITÀ

prima parte

a cura di L. BIANCOLI

I circuiti elettronici attraverso i quali si ottiene la produzione di segnali elettrici di varie forme d'onda, senza ricorrere all'impiego di componenti induttivi, svolgono in tutto il campo dell'elettronica un ruolo di notevole importanza, grazie alle loro numerose prerogative. I fattori che ne determinano la scelta sono ben noti ai tecnici che svolgono la loro attività nei campi della Bassa Frequenza, della Televisione, delle misure elettroniche, ecc. Se si considera che in questi ultimi anni si è verificata l'introduzione di nuovi tipi di componenti, che ha determinato notevoli sviluppi in qualsiasi tipo di circuito elettronico, vale indubbiamente la pena di fare il punto anche su questo argomento, cosa che ci proponiamo di fare in questa serie di articoli.

Qualsiasi circuito elettronico avente il compito di produrre segnali elettrici deve presentare come caratteristica più importante la massima insensibilità nei confronti dei campi elettromagnetici esterni: ciò in quanto, se un segnale deve essere prodotto, esso deve risultare disponibile all'uscita del circuito, senza l'aggiunta di segnali interferenti o comunque parassiti.

In base a quanto sopra, risulta subito evidente che i circuiti oscillatori che impiegano una o più induttanze, sia per stabilire la frequenza delle oscillazioni, sia per aggiungere all'ingresso dello stadio oscillante il necessario segnale di reazione che dà appunto adito alle oscillazioni, sono indubbiamente più suscettibili di captare segnali parassiti dall'esterno, di quanto non lo siano i circuiti a resistenza e capacità.

Oltre a ciò, occorre considerare che la stabilità delle prestazioni col variare della temperatura e della tensione di alimentazione, la regolarità della forma d'onda, e la stabilità della relativa ampiezza risultano notevolmente maggiori nei circuiti RC. Questi — in sostanza — sono gli argomenti che determinano la preferibilità dei circuiti senza induttanze nel campo della produzione di oscillazioni elettriche per determinati tipi di impieghi.

Per approfondire l'argomento, e per esporre le nozioni complementari necessarie agli effetti dell'aggiornamento, inizieremo col considerare i principi di funzionamento e le caratteristiche dinamiche dei diversi circuiti appartenenti a questa categoria, basandoci su quanto è stato pubblicato in merito da Electronique Professionnelle.

IL PRINCIPIO

La **figura 1** è uno schema a blocchi che illustra il principio di funzionamento di un oscillatore e resistenza e capacità. Un oscillatore di questo tipo è costituito sostanzialmente da un amplificatore, nel quale una parte della tensione di uscita viene ri-iniettata, perfettamente in fase rispetto ad una frequenza determinata, che viene rappresentata dal simbolo f_o (oppure con una variazione di fase di 360°, pari a 2π, il che corrisponde ancora alle condizioni precedentemente citate) all' ingresso del circuito, tramite una rete selettiva, costituita appunto da resistenze e da condensatori.

La condizione generale affinché il circuito entri in stato di oscillazione e vi rimanga, è che:

$$A(\Omega_o) \times K(\Omega_o) \geqq 1$$

nella quale $A(\Omega_o)$ rappresenta il guadagno dell'amplificatore rispetto alla frequenza f_o, avente una pulsazione pari appunto ad Ω_o, mentre $K(\Omega_o)$ rappresenta l'attenuazione della rete selettiva nei confronti della medesima frequenza.

Quanto detto sin qui può essere spiegato in termini più pratici nel modo seguente: affinché l'oscillatore funzioni, è necessario che l'attenuazione $K(\Omega_o)$ introdotta dalla rete selettiva venga compensata esattamente ad opera del guadagno dell'amplificatore, rappresentato dal

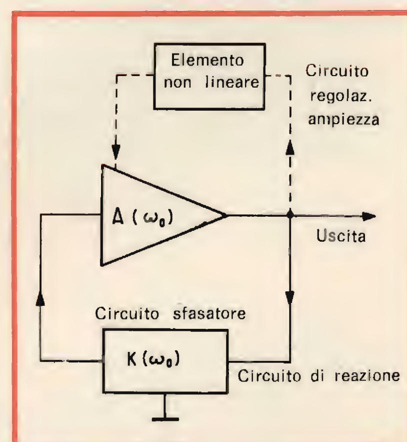


Fig. 1 - Schema a blocchi tramite il quale risulta più facile comprendere il principio teorico di funzionamento di un oscillatore a resistenza e capacità: la parte in tratto continuo rappresenta lo amplificatore e la rete di sfasamento, mentre la parte tratteggiata illustra i punti tra i quali viene inserito l'elemento non lineare.

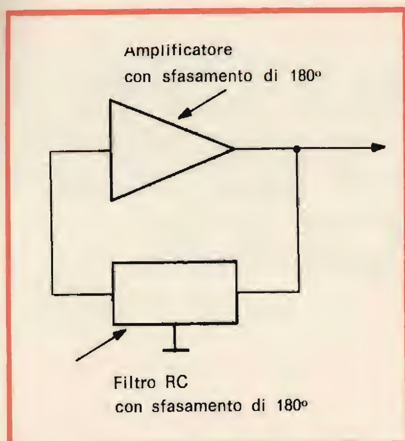


Fig. 2 - Schema di principio di un oscillatore a sfasamento, costituito da un amplificatore e da un circuito a resistenza e capacità che provoca una variazione di fase di 180°.

simbolo $A(\Omega_o)$ 1 per cui si deve avere che:

$$A(\Omega_o) \times K(\Omega_o) = 1$$

Quando l'amplificazione è eccessiva, accade invece che:

$$A(\Omega_o) \times K(\Omega_o) > 1$$

nel qual caso il segnale di uscita subisce una distorsione armonica tanto più pronunciata, quanto maggiore è appunto il guadagno rispetto a quello necessario per ottenere un segnale sinusoidale.

Nella maggior parte dei casi, si conferisce volontariamente all'amplificatore un guadagno maggiore di quello strettamente necessario per provocare e mantenere le oscillazioni, e si sfrutta questo eccesso di amplificazione per controllare il funzionamento di un dispositivo di regolazione (ad esempio un elemento a caratteristica non lineare), il che permette di ottenere un segnale di uscita avente un'ampiezza eminentemente costante, nonostante le eventuali variazioni dei differenti parametri che possono provocarne diversamente l'alterazione: tra questi sono da citare la tensione di alimentazione, la temperatura, la frequenza di sintonia (negli oscillatori a frequenza variabile), ecc.

Questo è il motivo per il quale, nello schema a blocchi di figura 1, e precisamente per quanto riguarda la parte visibile in tratto continuo, si aggiunge il circuito rappresentato in tratteggio, lungo il quale è presente appunto l'elemento non lineare.

Per ottenere la ri-iniezione del segnale retrocesso, in modo che esso risulti in fase con quello applicato all'ingresso dell'oscillatore, sono disponibili tre diversi metodi, e precisamente:

A) Si fa in modo che l'amplificatore provochi uno sfasamento pari a —π (sfasamento in ritardo), e che il circuito sfasatore compia esattamente la medesima funzione. In tal caso, si ottiene uno sfasamento globale pari a —2π (360°), il che permette di ri-iniettare il segnale retrocesso in fase con quello di ingresso.

B) Si fa in modo che lo sfasamento apportato dall'amplificatore sia sempre pari a —180° (—π), che il circuito sfasatore provochi a sua volta uno sfasamento in anticipo del segnale, pari a + π; in tal caso i due sfasamenti si compensano a vicenda, e si ha uno sfasamento globale pari a $-\pi + \pi = 0$, col risultato di una ri-iniezione in fase.

C) Si fa in modo che l'amplificatore non comporti alcuno sfasamento, e sia costituito cioè da due stadi, ciascuno dei quali determina uno sfasamento di 180°.

I primi due casi costituiscono le condizioni sulle quali si basano i cosiddetti oscillatori a sfasamento, mentre il terzo è quello sul quale si basa il ben noto oscillatore detto a ponte di Wien.

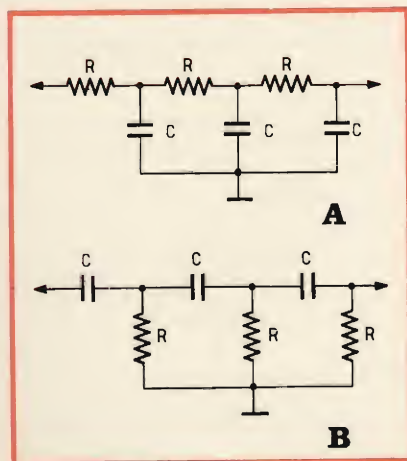


Fig. 3 - Due tipi di circuiti pratici di sfasamento. In A, le resistenze sono in serie e le capacità sono in parallelo, ed in B le capacità sono in serie, mentre le resistenze sono in parallelo.

GLI OSCILLATORI A SFASAMENTO

Lo schema di principio di un oscillatore appartenente a questa categoria è illustrato alla **figura 2.** Si tratta di un'applicazione particolare dello stesso circuito di cui si è detto a proposito della figura 1, nella quale però l'amplificatore provoca uno sfasamento pari a — π, mentre il circuito sfasatore provoca lo stesso sfasamento (nel primo caso) oppure uno sfasamento pari a + π (nel secondo caso).

I circuiti sfasatori più classici per questa applicazione sono quelli che riportiamo alla **figura 3.** Nel caso **A** lo sfasamento in ritardo (— π) viene ottenuto per la pulsazione:

$$\Omega_o = \sqrt{6} : RC = 2{,}45 : RC$$

La frequenza del segnale prodotto risulta in tal caso pari a:

$$f_o = \frac{2{,}45}{2 \pi RC}$$

Questo tipo di circuito permette l'impiego di un condensatore variabile normalizzato a rotore non isolato, in quanto i tre condensatori presentano un punto in comune facente capo a massa, caratteristica che risulta utile agli effetti della realizzazione di oscillatori a frequenza variabile.

Esso però non è molto adatto alla produzione di segnali a frequenza molto bassa. Ad esempio, con un condensatore di tipo classico avente una capacità di 3 x 490 pF, occorrerebbe disporre di una resistenza R pari a 26 MΩ, per raggiungere la frequenza inferiore di 30 Hz.

Il circuito illustrato in **B** determina uno sfasamento in anticipo di 180° (+ π) per la pulsazione, per cui:

$$\Omega_o = 1 : \sqrt{6}\, RC = \frac{1}{2{,}45\ RC}$$

La frequenza delle oscillazioni prodotte risulta in tal caso pari a

$$f_o = \frac{1}{2{,}45 \times 2 \pi RC}$$

Dal momento che il fattore rappresentato dalla radice quadrata di 6 passa dal numeratore al denominatore, si potrà — in questo secondo caso — mantenere il medesimo valore della capacità C, adottando

però valori delle resistenze ben sei volte più ridotti, ottenendo del pari la frequenza f_o.

Questo tipo di circuito è quindi assai più vantaggioso per la produzione di segnali a frequenza molto bassa, ma — dal momento che non permette l'impiego di un condensatore variabile a rotore non isolato — il suo uso verrà preferibilmente limitato alla realizzazione di oscillatori a frequenze fisse, in cui la variazione di frequenza viene ottenuta per «punti» mediante il semplice impiego di un commutatore per far variare secondo multipli prestabiliti i valori in gioco.

Evidentemente, è concepibile lo impiego di un potenziometro triplo per la realizzazione di generatori a frequenza variabile. Questa soluzione, che può essere tradotta in pratica per un prototipo da laboratorio, non è però applicabile nel caso della fabbricazione in serie, in quanto è ancora purtroppo assai difficile reperire in commercio potenziometri tripli aventi una variazione in passo perfetta come quella di un condensatore variabile. Si presentano perciò due inconvenienti, che vale la pena di chiarire.

A) Ciascun quadrante, o per meglio dire ciascuna scala delle diverse gamme, deve essere graduato individualmente, e

B) Dal momento che l'attenuazione introdotta dal circuito non è costante da un'estremità all'altra della gamma, a causa delle differenze di valore dei potenziometri, la regolazione dell'ampiezza dei segnali prodotti diventa assai più critica.

Non apportando che uno sfasamento di 180°, l'amplificatore può essere costituito anche da un solo stadio a valvola o a transistore, con catodo o con emettitore a massa (come nel caso illustrato alla **figura 4A**), oppure da un amplificatore operazionale, montato come invertitore, come si osserva alla sezione **B** della stessa figura 4.

Consideriamo ora per un istante il caso illustrato alla figura 4-A. La terza resistenza della rete di sfasamento si trova in parallelo alla resistenza di entrata R_e del transistore, ed anche — tramite l'alimentazione — alle resistenze del ponte di polarizzazione di base costituito da R1 e da R2.

Ciò premesso, il maggiore impedimento è costituito dalla resistenza di entrata del transistore, in quanto è di valore assai ridotto, ed inoltre suscettibile di variare col variare della temperatura, della tensione di alimentazione, del guadagno, ecc. Per porre rimedio a questa situazione indesiderabile, sono disponibili due diverse soluzioni, ossia:

A) Innanzitutto, è possibile fare in modo che il collegamento in parallelo di R1, R2 ed R_e fornisca un valore risultante equivalente ad R (resistenza della rete di sfasamento). In pratica, si impiega il circuito illustrato in figura 4A, nel quale il valore calcolato della frequenza di oscillazioni è compreso tra il 15 ed il 20% di quello voluto, e si ottiene poi la messa a punto sulla frequenza f_o agendo opportunamente sulla resistenza regolabile R1.

La resistenza di ingresso del transistore varia col variare del guadagno (tramite la regolazione di R3), per cui, ritoccando alternativamente i potenziometri R1 ed R3 si riesce ad ottenere la frequenza voluta, ed anche una forma d'onda il più possibile esente da distorsioni apprezzabili. Di conseguenza, le variazioni del fattore «beta» del transistore col variare degli altri numerosi parametri (ossia la temperatura, la tensione di alimentazione, il guadagno, ecc.) non vengono completamente compensate, per cui non è possibile sperare con questo circuito in una notevole stabilità della frequenza dei segnali prodotti.

B) Interporre, tra la rete di sfasamento e lo stadio amplificatore, uno stadio **tampone** ad impedenza di ingresso più elevata, con collettore a massa, oppure del tipo Darlington, come si osserva alle **figure 5-A** e **5-B**.

Tutti gli schemi fin qui citati comportano una regolazione del guadagno la cui messa a punto permette di ottenere un'oscillazione abbastanza pura.

Sorge però a questo punto un quesito: «Quale è il valore ottimale del guadagno A (Ω_o) dello stadio amplificatore, affinché il circuito oscilli con la massima sicurezza, senza che il segnale disponibile in uscita sia caratterizzato da una distorsione preoccupante?». Per rispondere adeguatamente a questa domanda, è necessario riportarci alle condizioni di oscillazione pre-

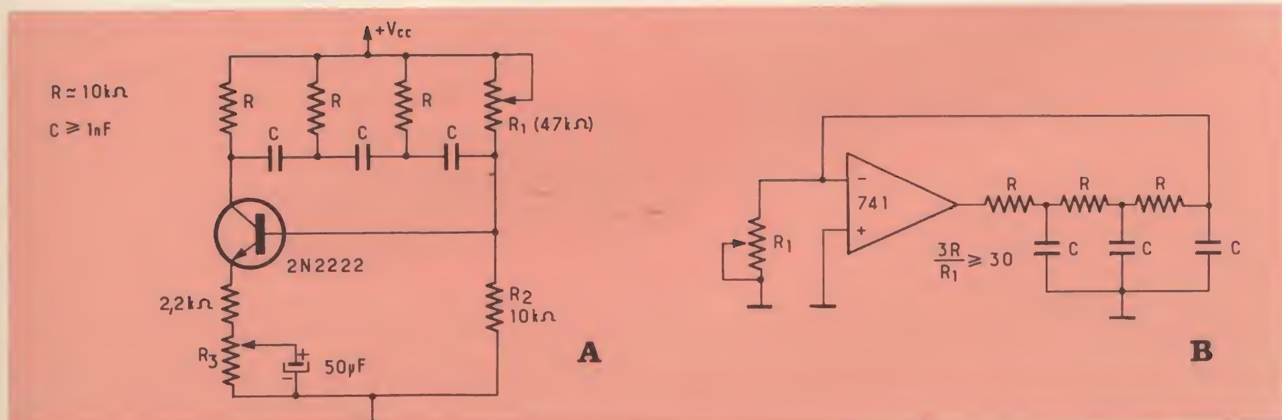


Fig. 4 - Se lo sfasamento ammonta soltanto a 180°, l'amplificatore può essere costituito da un unico stadio con emettitore a massa (A), oppure da una unità operazionale impiegata come invertitore (B).

cedentemente citate, espresse mediante la formula che segue:

$A(\Omega_o) \times K(\Omega_o) = 1$

E' necessario che l'attenuazione $K(\Omega_o)$ prodotta dalla rete di sfasamento nei confronti della frequenza f_o venga esattamente compensata dal guadango dell'amplificatore. Per un circuito sfasatore costituito da tre cellule — ossia con resistenze in serie e con condensatori in parallelo (come nel caso di figura 3-A), oppure con condensatori in serie e resistenza in parallelo (come nel caso di figura 3-B) — l'attenuazione è pari a 29,3 dB, con un rapporto tra la tensione di ingresso e la tensione di uscita $K(\Omega_o)$ pari a 29.

Sarà quindi necessario, affinché il circuito oscilli, che il guadagno offerto dall'amplificatore sia pari almeno a 29 (in pratica, il fattore di amplificazione avrà il valore arrotondato di 30). E' però necessario tener conto delle modifiche del guadagno in funzione dei diversi parametri, come appunto la tensione di alimentazione, la temperatura, le caratteristiche di assorbimento del carico, ecc.

Una buona soluzione per assicurare la costanza dei due parametri più interessanti (ampiezza e frequenza) consiste nel conferire all' amplificatore un guadagno leggermente maggiore di 30, e limitare la ampiezza del segnale di uscita mediante diodi opportunamente polarizzati, oppure mediante diodi zener montati in «testa-coda», in modo da evitare i fenomeni di saturazione, come nel caso dei diodi D1, D2, D3 e D4, nel circuito di cui alla figura 5-B.

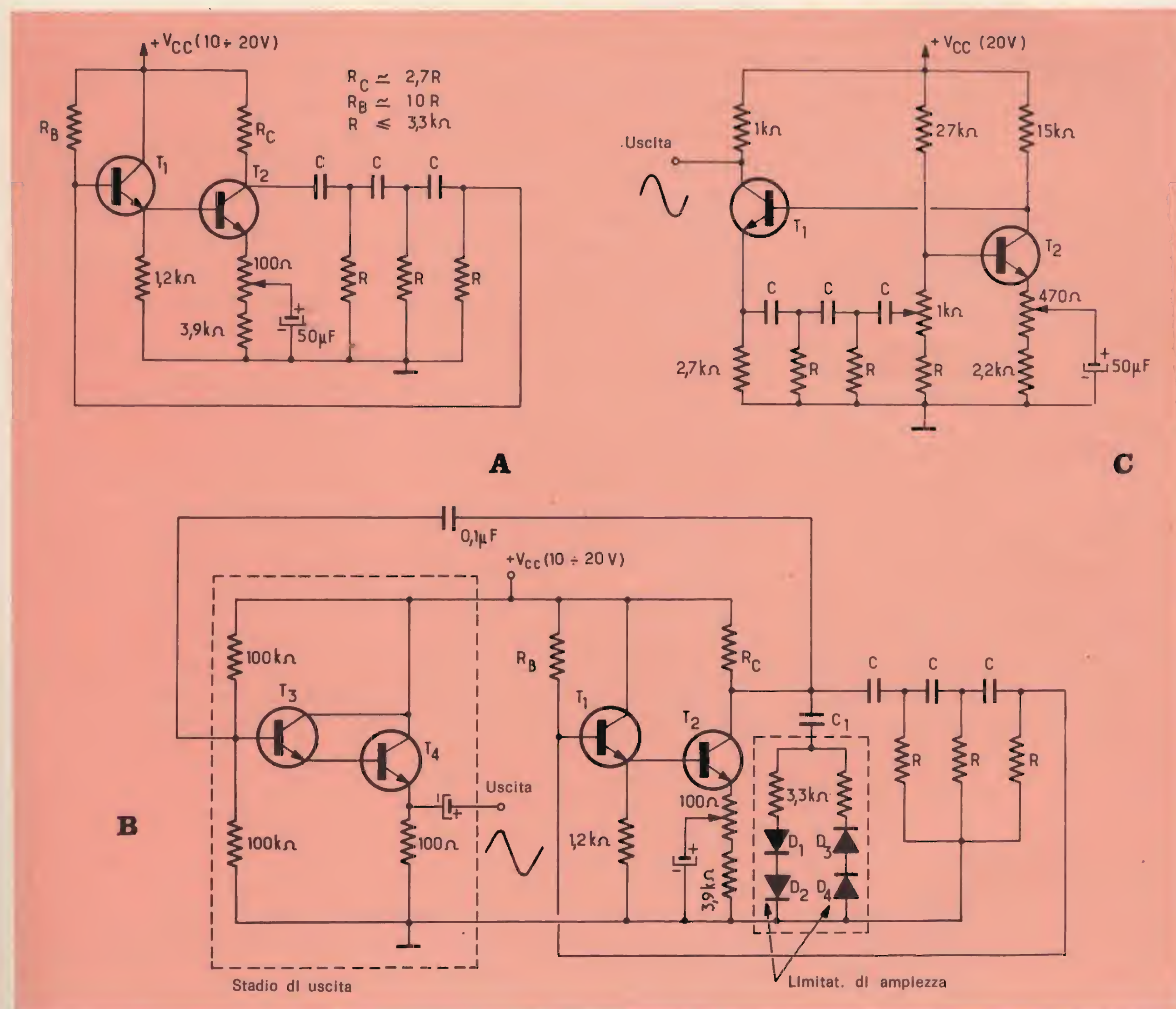


Fig. 5 - A è un circuito nel quale viene usato uno stadio tampone ad alta impedenza di ingresso tra il circuito sfasatore e lo stadio amplificatore: al di sopra delle tre capacità in serie sono rappresentate le condizioni ottimali. R_c deve avere un valore di 10 kΩ, R_B di 27 kΩ, R di 3,3 kΩ, e C di 15 nF. I transistori T1 e T2 possono essere del tipo 2N2222, 2N1711, 2N2926, 2N3704 o similare. In B è rappresentato il caso in cui lo stadio aggiunto in A viene sostituito con un circuito Darlington. Tutti i transistori possono essere del tipo 2N2222 o similare, ed i quattro diodi D1, D2, D3 e D4 possono essere del tipo 2N4148. La capacità C1 presenta un valore compreso tra il doppio ed il triplo di quello di C; il transistore T1 svolge il doppio ruolo di stadio tampone di uscita e di riduttore di impedenza. Entrambi i transistori possono essere del tipo 2N1711, 2N2222, 2N292 o 2N3704.

L'effetto di filtraggio del circuito sfasatore è tale che le armoniche di ordine dispari che vengono in tal modo introdotte vengano praticamente eliminate, e la distorsione che si produce è inferiore ad un valore compreso tra l'1 ed il 2%. Un filtraggio ancora migliore può essere ottenuto con l'impiego di reti a quattro o cinque cellule, della quale applicazione ci occuperemo ulteriormente in seguito.

Per quanto riguarda l'influenza delle caratteristiche dinamiche del carico ed il relativo assorbimento, la soluzione consiste nell'impiego dello stadio tampone a bassa impedenza di uscita (con collettore a massa o di tipo Darlington), inserito tra l'oscillatore ed il carico.

Quanto sopra porta allo schema di figura 5-B, nel quale lo stadio Darlington è costituito dai transistori T3 e T4: sull'emettitore di T4 viene prelevato il segnale di uscita.

Nel caso illustrato alla figura 5**C**, il transistore T1 svolge il doppio ruolo di stadio tampone di uscita (ossia di stadio separatore), ed anche di riduttore di impedenza per il collegamento della rete RC.

Sebbene sia quello di uso più corrente, il circuito sfasatore a tre cellule identiche tra loro non è il solo che può essere impiegato a questo scopo. E' infatti possibile usare anche circuiti a quattro o cinque cellule: per quattro cellule, la relazione che esprime il valore della frequenza di oscillazione è:

$$f_o = \frac{0,837}{2 \pi RC}$$

e l'attenuazione non ammonta che a 25,8 dB, il che corrisponde a:

$$K(\Omega_o) = 19,4 \simeq 20$$

Per un numero maggiore di cellule consecutive, il calcolo diventa invece assai più complesso, ed esulerebbe inoltre dallo scopo della presente nota.

Nei vecchi tipi di oscillatori a valvole, si era cercato di realizzare dei circuiti sfasatori a bassa attenuazione, in modo da poter impiegare dei triodi a basso guadagno. Negli attuali circuiti a transistori, queste reti possono presentare un certo interesse, in quanto permettono un funzionamento con guadagno più ridotto, e quindi con un rapporto di controreazione di maggiore entità.

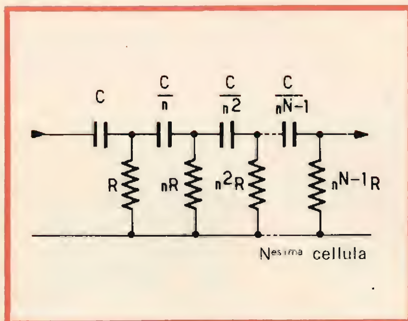


Fig. 6 - Esempio di rete di sfasamento costituita da quattro cellule consecutive, con capacità in serie e resistenze in parallelo.

Il principio di questi circuiti consiste nel far aumentare l'impedenza delle cellule del filtro — aventi tutte la medesima costante di tempo — secondo una legge logaritmica in ragione di **n**: si moltiplica quindi per **n** il valore della resistenza, e si divide per **n** quello del condensatore della seconda cellula. Per la terza cellula le impedenze vengono moltiplicate per $\mathbf{n}^2$, mentre per la quarta cellula il fattore diventa $\mathbf{n}^3$, e così via.

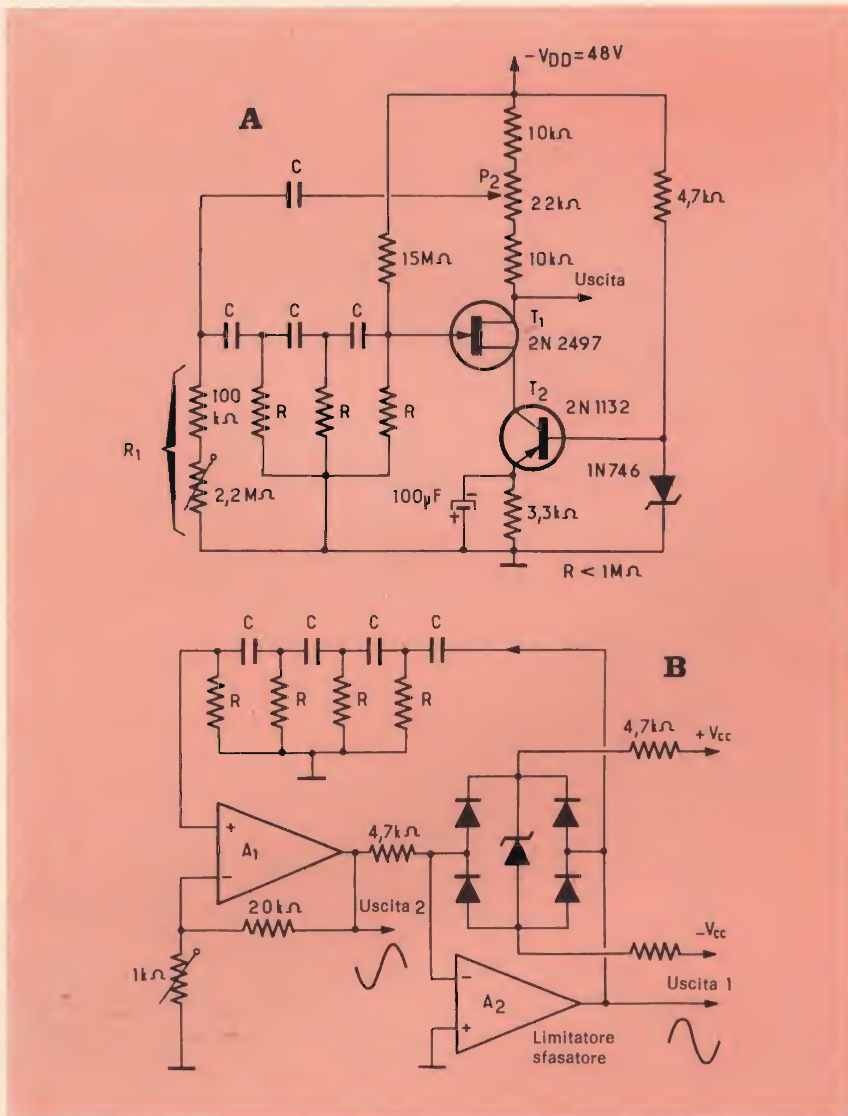


Fig. 7 - Due realizzazioni pratiche: in A, il circuito è munito di un transistore ad effetto di campo, mentre in B il compito di provocare lo sfasamento e la limitazione di cresta del segnale di uscita viene svolto dall'amplificatore operazionale A2. L'amplificatore A1 non comporta alcuno sfasamento. In A, la resistenza semifissa da 2,2 MΩ permette di regolare la frequenza, mentre P2 ha il compito di regolare il guadagno. In B, il guadagno viene regolato attraverso la resistenza semifissa da 1.000 Ω, visibile in basso a sinistra.

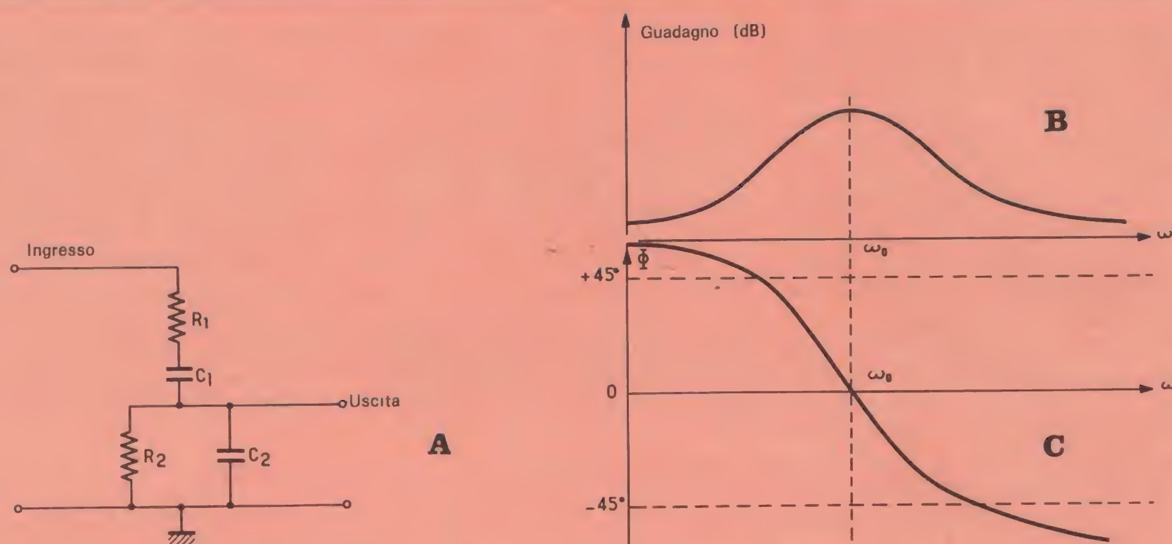


Fig. 8 - A illustra il principio di funzionamento dell'oscillatore a ponte di Wièn, mentre B e C sono due grafici che esprimono le relazioni che sussistono tra i diversi parametri in gioco, e quindi il responso del circuito.

Tutto ciò porta al concepimento del circuito illustrato alla **figura 6.** Nel caso dell'impiego di tre stadi, è possibile calcolare la pulsazione nei confronti della quale lo sfasamento è pari a 180°, secondo la relazione che segue:

$$\Omega_o = \frac{1}{RC\sqrt{3 + \frac{2}{n} + \frac{1}{n^2}}}$$

e l'attenuazione:

$$K(\Omega_o) = (3 + \frac{2}{n} + \frac{1}{n^2}) \times$$

$$\times\ (3 + \frac{2}{n}) - 1$$

Ciò stabilisce che:

per n = 1 si ha
Ω_o = 1 : 2,45 RC e
$K(\Omega_o)$ = 29 (29,3 dB)
per n = 2 si ha
Ω_o − 1 : 2,06 RC e
$K(\Omega_o)$ = 16 (24 dB)
per n = 3 si ha
Ω_o = 1 : 1,95 RC e
$K(\Omega_o)$ = 12,8 (22 dB)

Per le reti costituite da un numero maggiore di cellule, il calcolo risulta troppo complesso perché sia possibile svilupparlo nel medesimo modo.

Alla **figura 7** sono illustrati gli schemi elettrici di due realizzazioni pratiche: la prima — **A** — è equipaggiata con un transistore ad effetto di campo, T1, funzionante a

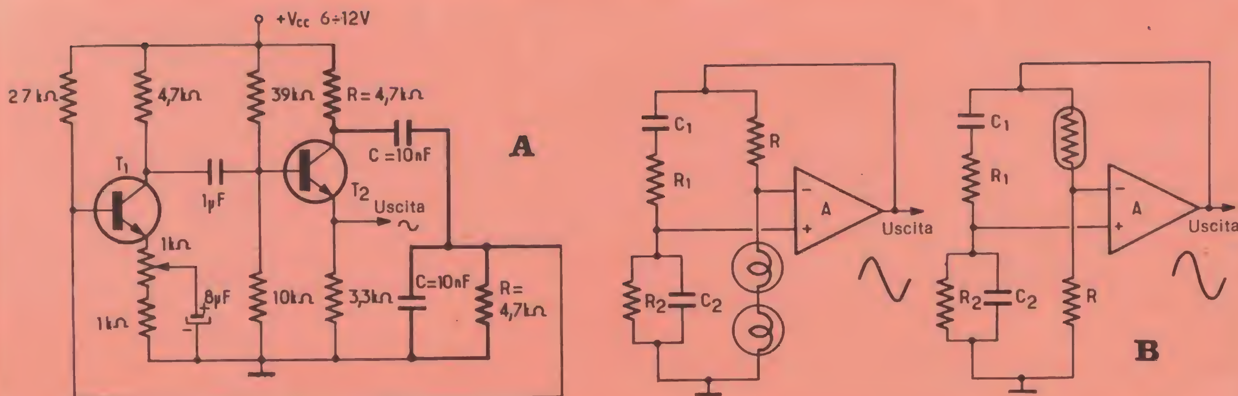


Fig. 9 - Esempio di oscillatore a ponte di Wien costituito da un amplificatore a due transistori, con l'aggiunta di una rete di sfasamento, (A). Il potenziometro da 1.000 Ω in serie all'emettitore di T1 permette di regolare il guadagno. In B, altro esempio di oscillatore a ponte di Wien, nel quale la rete RC costituisce un ramo del ponte, mentre l'altro ramo è costituito da una resistenza «normale» e da un elemento non lineare. Quest'ultimo può consistere in due lampade ad incandescenza in serie (nell'esempio di sinistra) oppure in un termistore (nell'esempio di destra). Si noti l'inversione della posizione nei due diversi casi.

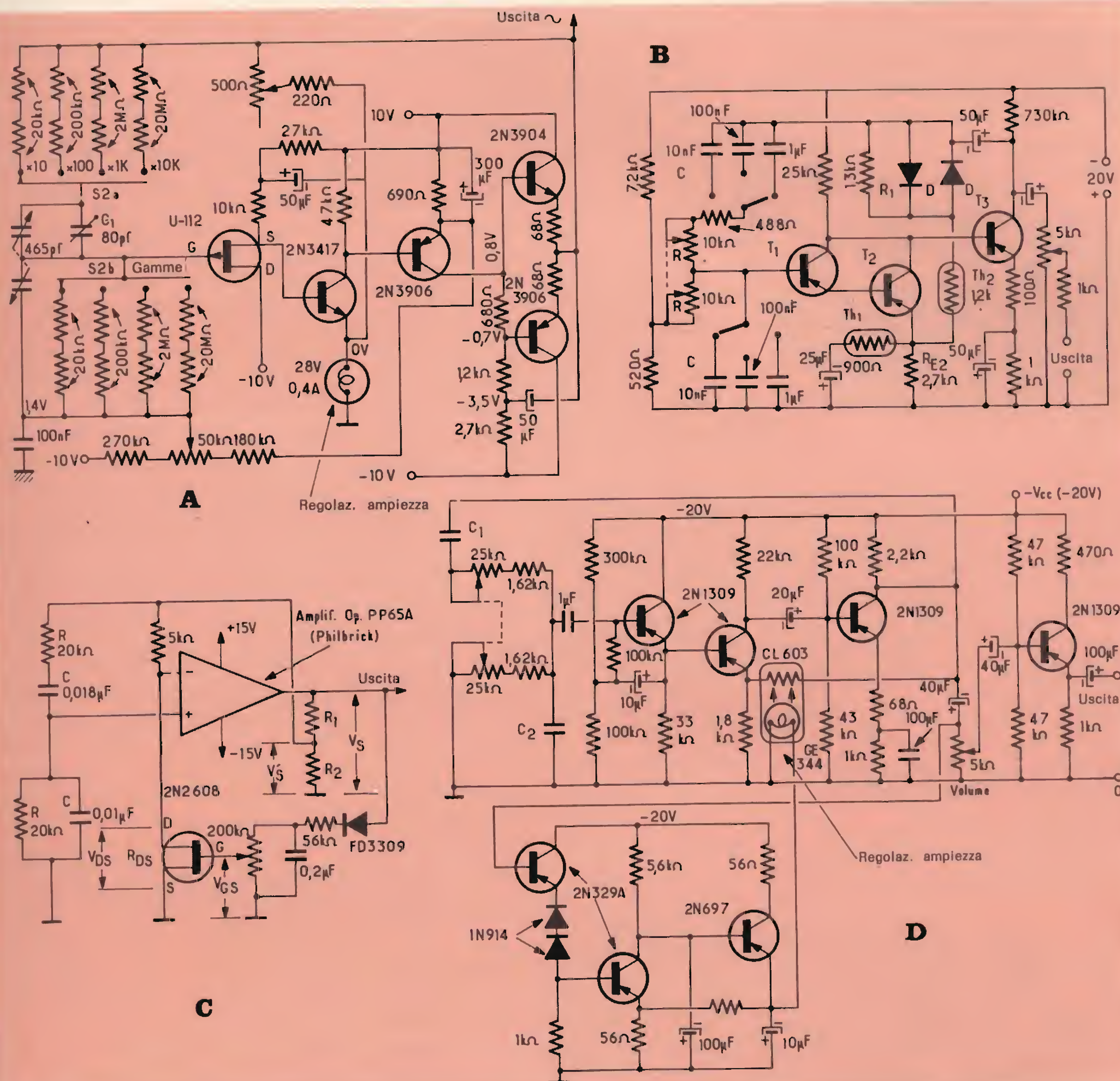


Fig. 10 - Quattro esempi tipici di oscillatori complessi a ponte di Wien: in A, il potenziometro da 500 Ω visibile in alto consente la regolazione del guadagno, mentre quello da 50.000 Ω visibile in basso consente di regolare la polarizzazione del transistore ad effetto di campo. In B, gli stadi sono tutti del tipo 2N3702; il termistore Th1 provvede alla compensazione termica, mentre il termistore Th2 provvede alla regolazione automatica dell'ampiezza del segnale. In C viene del pari usato un transistore ad effetto di campo a canale «n», mentre il potenziometro il cui cursore fa capo all'elettrodo «gate» provvede alla regolazione del guadagno. In D — infine — è illustrata una quarta versione dello stesso tipo di circuito, nella quale la regolazione della frequenza viene effettuata mediante un doppio potenziometro.

corrente costante grazie all'impiego del transistore bipolare T2, in serie all'elettrodo «source».

La rete di sfasamento è del tipo a quattro cellule, e la frequenza di sintonia viene regolata facendo variare il valore della resistenza R1 ed il guadagno, prelevando una frazione più o meno consistente del segnale di uscita mediante il potenziometro P2.

Munito di amplificatori operazionali, il secondo circuito merita del pari la nostra attenzione. Le funzioni di sfasamento e di limitazione di cresta del segnale di uscita vengono svolte dall'amplificatore operazionale A2, mentre l'amplificatore A1 apporta il guadagno senza introdurre alcuno sfasamento.

Questa disposizione è assai interessante, in quanto il circuito non invertitore presenta un'impedenza di ingresso molto elevata; ciò permette di conferire alle resistenze R della rete di sfasamento un valore notevole, che può raggiungere anche i 100 MΩ, se l'amplificatore usato per A1 funziona con una debolissima corrente di polarizzazione.

Quanto sopra è possibile ad esempio con un amplificatore ad ingresso con transistore ad effetto di campo (2741 Amelco), oppure a transistore ad altissimo guadagno (LM101). Inoltre, con valori ra-

gionevoli di capacità, è possibile ottenere frequenze bassissime, fino alla centesima parte di 1 Hz, e persino fino alla millesima parte di 1 Hz, con un amplificatore A1 del tipo parametrico, con ingresso a «varactori».

GLI OSCILLATORI A PONTE DI WIEN

Le curve di responso alla frequenza ed alla fase del circuito di **figura 8-A** sono illustrate nelle sezioni **B** e **C** della stessa figura. E' facile constatare che per la pulsazione:

$$\Omega_o = \frac{1}{\sqrt{R1\ R2\ C1\ C2}}$$

la curva del guadagno passa per un valore massimo, non troppo pronunciato, ma nemmeno trascurabile, e che la curva della fase passa invece attraverso il valore 0. E' quindi sufficiente, almeno in principio, creare un circuito di controreazione mediante una rete di questo tipo, in un amplificatore non invertente di guadagno opportuno, per far sì che esso entri in stato di oscillazione.

Si noti anche che se R1 presenta lo stesso valore di R2, e C1 presenta lo stesso valore di C2, si ha che:

$$\Omega_o = 1 : RC$$

In pratica, vengono usati due diversi tipi di dispositivi, ossia:

A) Quello illustrato alla **figura 9-A,** che mette in funzione un amplificatore a due transistori in modo da ottenere la rotazione di fase necessaria, e quindi la completa mancanza di sfasamento. Il guadagno viene regolato facendo variare il rapporto di controreazione di corrente del primo stadio.

B) Quello della figura **9-B,** nel quale la rete RC costituisce un ramo di un ponte, di cui l'altro ramo è costituito da una resistenza «normale» e da un elemento a caratteristica **non lineare,** il cui compito verrà chiarito più avanti.
L'amplificatore differenziale, il cui guadagno teorico dovrebbe essere infinito, misura in pratica lo squilibrio del ponte che — nelle condizioni ideali — deve essere in equilibrio per la frequenza f_o.

In effetti, il guadagno dell'amplificatore, anche se notevole, è però «finito», ed il ponte non è perciò mai perfettamente in equilibrio (poiché — in caso contrario — non sarebbe presente alcuna tensione ai capi dell'amplificatore, ed il circuito non potrebbe oscillare).

L'elemento non lineare precedentemente citato ha il compito di mantenere il ponte nelle condizioni di squilibrio esattamente necessarie affinché il circuito oscilli; questo elemento, generalmente costituito dal filamento di una lampada ad incandescenza, o da due di essi collegati in serie, viene inserito nel ramo aperiodico del ponte.

Se si invertono le posizioni rispettive della resistenza e dell'elemento non lineare, quest'ultimo può essere costituito da un termistore. La diversa configurazione circuitale viene evidenziata sotto questo aspetto nelle due versioni che costituiscono la figura **9-B.**

Nella pratica realizzativa, vengono impiegati diversi metodi per mantenere il circuito appena un poco al di sotto del limite di saturazione, e per avere una tensione di uscita costante, qualunque sia la frequenza del segnale fornito dall'oscillatore. Il sistema più usato da molto tempo consiste appunto nell'aggiunta di un elemento non lineare nel circuito di controreazione: si tratta solitamente di una lampada ad incandescenza collegata in serie al catodo della prima valvola o in serie all'emettitore del primo transistore dell'amplificatore, oppure di un termistore collegato in serie alla resistenza di controreazione (vedi sezioni **A** e **B** della **figura 10).**

Questo metodo di regolazione assai efficace, che funziona perfettamente in tutti i generatori la cui frequenza di sintonia non scenda al di sotto di 20 o 30 Hz, non è consigliabile nei circuiti funzionanti a bassissima frequenza; in effetti, la inerzia termica dell'elemento regolatore non lineare non ha più tale importanza, per cui il valore relativo varia col variare istantaneo del segnale di uscita, il che determina la comparsa di una distorsione tutt'altro che trascurabile.

Attualmente, vengono usati altri due metodi: una parte della tensione di uscita viene rettificata e filtrata con una costante di tempo sufficiente — che è una funzione della frequenza più bassa dei segnali che devono essere prodotti — e la tensione continua in tal modo ottenuta viene impiegata per far variare la resistenza «drain-source» di un transistore ad effetto di campo montato nel circuito di controreazione (vedi figura **10-C**), oppure, dopo l'amplificazione, per comandare l'elemento di eccitazione di un accoppiatore opto-elettronico, il cui elemento fotosensibile viene montato in serie al circuito di controreazione (vedi figura **10-D**).

Il modo di regolazione per soppressione della cresta viene raramente impiegato negli oscillatori a ponte di Wien, a causa dello scarso rendimento di questa rete agli effetti del filtraggio; ne viene però fornito un esempio, costituito dallo schema di cui alla **figura 11.**

Questi diversi circuiti non implicano alcuna necessità di commento; precisiamo però che — per la realizzazione di alcuni tipi di essi — viene impiegato per l'allestimento del primo stadio un transistore ad effetto di campo, proprio per consentire l'impiego di un dispositivo di sintonia a condensatore variabile di basso valore capacitivo (e quindi con resistenze di valore relativamente elevato).

Il ponte di Wien si presta assai bene per la costruzione di oscillatori simmetrici. Sotto questo aspetto, la **figura 12** illustra in **A** lo schema di principio, ed in **B** un circuito pratico adatto alla realizzazione di un oscillatore di questo tipo. Come

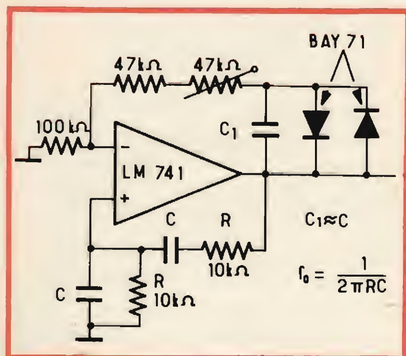


Fig. 11 - Esempio di oscillatore a ponte di Wien con sistema di regolazione per limitazione di ampiezza del segnale.

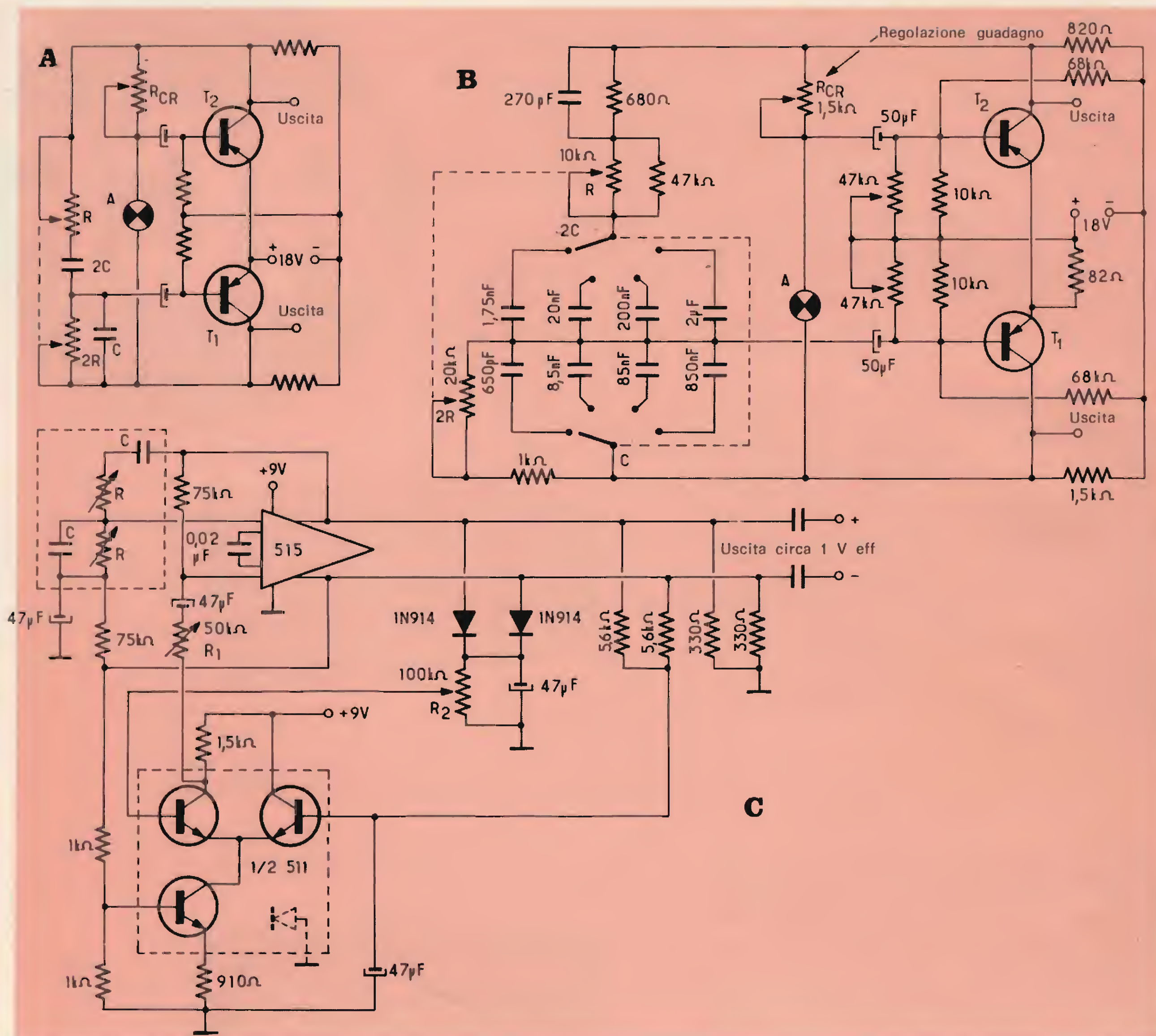


Fig. 12 - A rappresenta lo schema di principio di un oscillatore a ponte di Wien di tipo simmetrico. B rappresenta un esempio di circuito pratico, nel quale i transistori possono essere del tipo «p-n-p» (2N3702 o equivalente), oppure del tipo «n-p-n» (2N3704 o equivalente), invertendo semplicemente la polarità della tensione di alimentazione. C — infine — illustra il caso di un oscillatore a ponte di Wien di tipo simmetrico, impiegante un amplificatore operazionale ad impedenza di ingresso assai elevata. In questo circuito, R deve presentare un valore minore o pari a 20 kΩ, R1 provvede alla regolazione del guadagno in modo da ottenere la minima distorsione possibile, ed R2 regola il livello del segnale di uscita, che deve essere pari ad 1 V efficace.

nel caso dell'oscillatore di cui alla figura **9-B**, il transistore T1 non dovrebbe teoricamente ricevere — per la frequenza di sintonia del ponte — alcun segnale sulla base; il circuito non potrebbe quindi entrare in stato di oscillazione.

E' perciò necessario ammettere un leggero squilibrio, ed è proprio la lampada ad incandescenza A, collegata in serie alla resistenza regolabile R_{CR}, che permette di mantenere lo squilibrio appena sufficiente per mantenere il circuito in stato di oscillazione.

Per pilotare il transistore T1 con un'impedenza molto ridotta, si è stati costretti a moltiplicare per due il valore della capacità presente nel ramo in serie del ponte di Wien, come pure il valore della resistenza presente nel ramo in parallelo; la frequenza di sintonia può essere in tal caso facilmente calcolata mediante l'espressione che segue:

$$f_o = 1 : (4 \pi RC)$$

Sfruttando le prestazioni di un amplificatore operazionale, la cui impedenza di ingresso sia molto più elevata di quella di un semplice circuito ad un solo transistore, è possibile conferire ad R ed a C lo stesso valore nei due rami del ponte, come si osserva alla **figura 12-C**. In quest'ultimo circuito, la regolazione di ampiezza viene effettuata mediante un dispositivo a tre transistori, contenuti in un circuito integrato del tipo 511, di produzione Signetics.

INSTALLAZIONE DI UN IMPIANTO DI AMPLIFICAZIONE

bassa frequenza

In queste pagine illustreremo con esempi pratici, quelle norme fondamentali per l'installazione di un impianto di diffusione sonora.
Ciò è stato possibile, grazie alla R.C.F., che in base alle proprie esperienze, ha messo a nostra disposizione tutto quel materiale atto a trattare il problema.

TABELLA N. 1

LIVELLI DI RUMORE RILEVATI NEI SEGUENTI AMBIENTI

Reparto telai tessitura	dB 100	Ufficio meccanografico	dB 95
Fabbrica rumorosa	dB 90	Supermarket	dB 70
Fabbrica normale	dB 80	Ufficio rumoroso	dB 68
Assemblea	dB 77	Ufficio silenzioso	dB 55
Ristorante rumoroso	dB 77	Chiesa	dB 55
Ristorante silenzioso	dB 65	Ospedale	dB 55

TABELLA N. 2

CARATTERISTICHE E DIMENSIONI DI TROMBE R.C.F.

Mod.	Frequenza di taglio	Angolo dispers.	Dimensioni mm		Peso
			Bocca	Prof.	
H 3214	250 Hz	120°x60°	325x155	285	0,800
H 3026	250 Hz	90°	∅ 260	300	0,750
H 455	150 Hz	85°	∅ 450	500	1,800
H 210	350 Hz	90°	∅ 225	275	1,100
H 260	250 Hz	90°	∅ 265	330	1,350
H 300	220 Hz	90°	∅ 315	365	1,500
H 450	150 Hz	85°	∅ 445	495	2,400
H 450S	150 Hz	85°	∅ 445	540	4,000
H 650S	120 Hz	85°	∅ 680	710	5,600
H 700	125 Hz	180°	∅ 700	500	4,000
H 800S*	85 Hz	65°	∅ 825	920	16,000

Perché un impianto di amplificazione possa funzionare in modo corretto occorre rispettare e controllare accuratamente alcuni punti fondamentali:

1) L'impedenza d'uscita dell'amplificatore deve corrispondere all'impedenza del sistema dei diffusori acustici.
2) Il sistema dei diffusori acustici deve essere in grado di reggere la potenza dell'amplificatore, tenendo anche un margine di sicurezza.
3) I cavi di collegamento devono essere di sezione adeguata alla lunghezza della linea, alla impedenza di carico ed alla potenza del sistema.
4) I diffusori acustici devono essere in grado di riprodurre le frequenze ad essi inviate. (vedere frequenze di taglio).

Alcuni elementi e regole fondamentali utili per il calcolo corretto di un impianto di diffusione sonora:

Decibel (dB): unità pratica di confronto dell'intensità di energia di un suono o di un rumore.

Pressione acustica: è la pressione provocata nell'aria da un'onda sonora ed è espressa in dB. Zero dB è la soglia di udibilità = (0,0002 dyne/cm^2).

Tutti gli strumenti misuratori della pressione acustica sono tarati in dB.

Frequenza di taglio: è la frequenza alla quale la resistenza acustica di un diffusore è zero. E' anche la minima frequenza riprodotta dalla tromba.

TABELLA N. 3								
CARATTERISTICHE DI TROMBE COMPLETE DI UNITA' R.C.F.								
Modello	**Potenza**	**Pressione acustica**	**Risposta Hz**	**Impedenza Ohm**	**Angolo dispers.**	**Dimensioni mm**		**Peso kg**
						bocca	**prof.**	
HD 106	W. 6	dB 118	800-15 K	16	75°	106	125	0,8
HD 110	W. 6	dB 116	900-13 K	16	90°	108	76	0,7
HD 210P	W. 6	dB 120	400-13 K	16	120°	210	210	1,3
HD 210P pioggia	W. 6	dB 118	400-13 K	16	180°	210	210	1,4
La pressione acustica è stata misurata a 50 cm dalla tromba								

TABELLA N 4						
PRESSIONI ACUSTICHE DI DIVERSI ACCOPPIAMENTI TROMBA UNITA' R.C.F.						
Mod. tromba	**Modello unità e potenza applicata**					
	D 615 W. 6	**D 1020 W.10**	**D 1225 W.12**	**D 1835 W.18**	**D 2545 W.25**	**D 4060 W.40**
H 3214	119	121	121	124	126	
H 3026	121	123	123	125	128	
H 455		122	122	124	126	130
H 210	119	121	121	123	125	
H 260	121	123	123	124	126	
H 300		124	124	126	129	133
H 450		122	122	124	126	130
H 450S		122	122	124	126	130
H 650S			125	125	127	131
H 700					126	130
H 800S*					134	138
La pressione acustica è stata misurata a 50 cm dalla tromba * La tromba H 800S monta 3 unità						

Se si inviano alla tromba frequenze inferiori alla frequenza di taglio non solo la riproduzione risulta distorta per intermodulazione, ma la membrana priva di resistenza acustica non è in grado di sopportare la potenza di lavoro.

Ad ogni raddoppio di potenza in watt la pressione acustica aumenta di 3 dB, conseguentemente ad ogni dimezzamento. La pressione acustica diminuisce di 3 dB. E' importante tenere presente che 3 dB sono il minimo di variazione della pressione acustica perché un suono od un rumore prevalgono su un altro. Nel calcolo di un impianto di diffusione sonora la pressione acustica del diffusore deve di conseguenza superare di 3 dB il livello di rumore ambiente.

Ad ogni raddoppio di distanza la pressione acustica diminuisce di 6 dB, conseguentemente ad ogni dimezzamento la pressione aumenta di 6 dB.

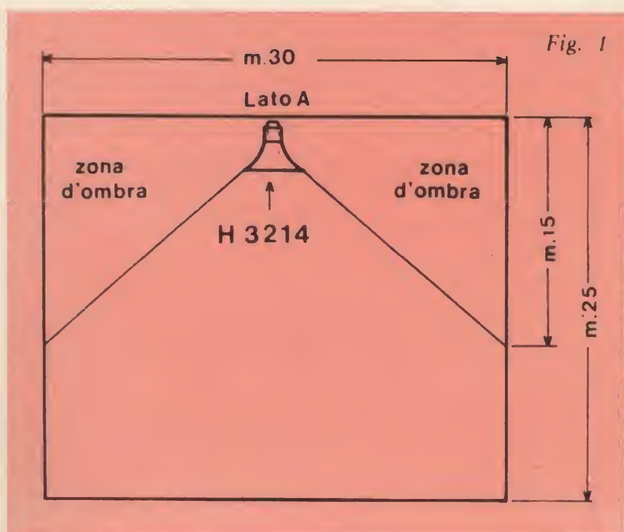


Fig. 1

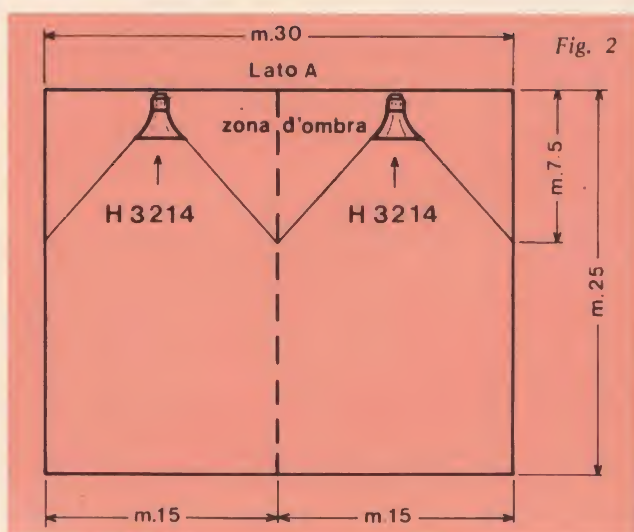


Fig. 2

Dati essenziali da conoscere per un corretto progetto di un impianto di diffusione sonora:

1) **Livello del rumore nell'ambiente in dB**: Si può stabilire o con un fonometro o dalle indicazioni di massima della tabella 1.

2) Distanza in metri dal diffusore acustico al limite più distante della zona da sonorizzare e relative dimensioni.

3) **Caratteristica del diffusore da impiegare:**

a) pressione acustica generata (tabella 3 e 4)

b) potenza assorbita (tab. 3 e 4)

c) frequenza di taglio (tab. 2 e 3)

d) angolo di dispersione (tab. 2 e 3).

Esempio di principio per la sonorizzazione di un ambiente:

1) Si consideri il livello medio di rumore ambiente = x (rilevato con apposito strumento o ricavato dalla tabella 1).

2) Fissata la massima distanza dal diffusore, dal diagramma 1 si ricava il valore della pressione acustica y da sommare al valore x.

3) La somma x + y è il valore della pressione acustica che dovrà avere il diffusore.

4) Dalla tabella 3 o 4 si sceglie la tromba o la combinazione tromba/unità che dà la pressione richiesta.

Quando si installano più diffusori (uguali tra loro), va considerato che ad ogni raddoppio degli stessi corrisponde un aumento della pressione acustica di 3 dB.

Esempio pratico di progetto per un impianto di diffusione sonora:

Fabbrica con livello di rumore ambiente uguale a 85 dB

Dimensioni fabbrica 30 x 25 m.

Posizione del diffusore scelto sul lato A (fig. 1).

Dal **diagramma 1** al punto di incrocio sulla **curva B** in corrispondenza alla distanza di m 25 risulta una pressione di **37 dB.**

Sommando il livello di rumore 85 dB alla pressione acustica richiesta 37 dB (diagramma 1), risultano 122 dB di pressione acustica necessaria per la sonorizzazione.

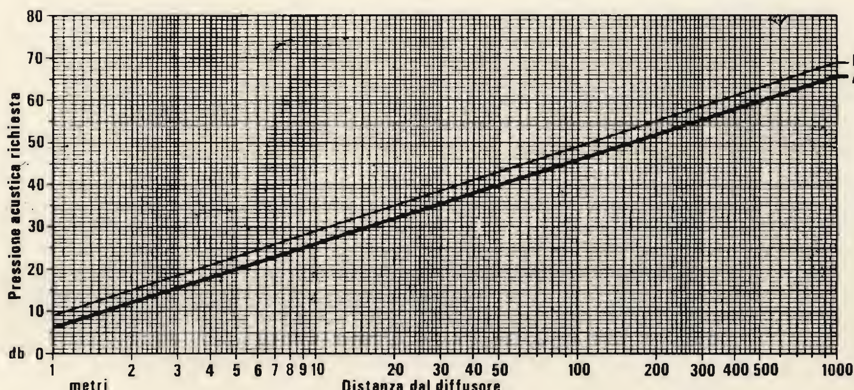
Tenendo conto delle dimensioni della fabbrica e delle necessità di ridurre al minimo le zone dove il segnale arriva attenuato, è necessario scegliere un tipo di diffusore che copra la maggiore area possibile. Dalle tabelle 2 e 4 risulta che la tromba H. 3214 è la più adatta. Con il diagramma 2 e i dati disponibili si può dedurre:

1) Il diffusore H. 3214 con angolo di dispersione di 120° coprirà tutta la larghezza della fabbrica a cominciare da m 15 dal diffusore (fig. 1) e si creeranno notevoli zone d'ombra.

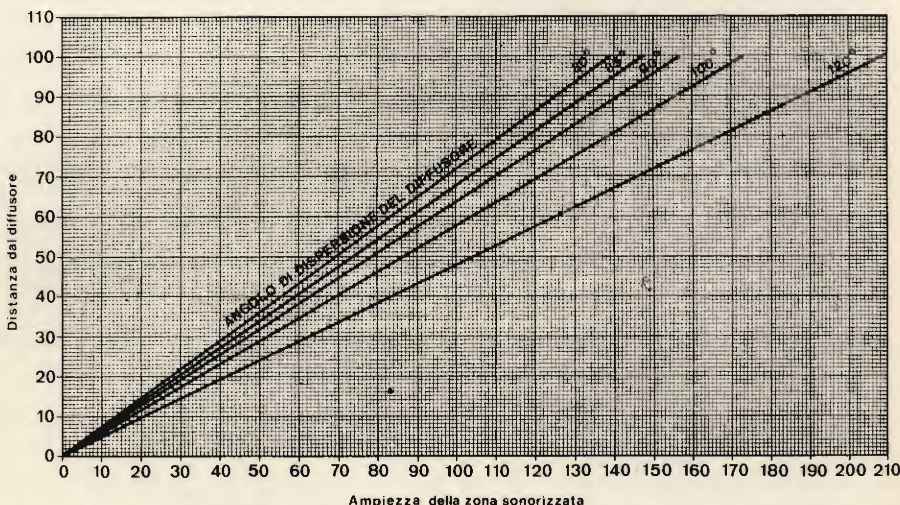
2) Utilizzando invece due diffusori H. 3214 opportunamente disposti (fig. 2) si ridurranno notevolmente le zone d'ombra dovendo ciascuna servire metà area, cioè m. 15x25 si coprirà tutta la zona a cominciare da m 7,50.

Accettando la prima soluzione per ottenere una pressione di 122 dB occorre accoppiare al diffusore H. 3214 l'unità D. 1835 16 Ω, tabella 4, si avrà così anche un margine di riserva di 2 dB. La potenza richiesta dall'amplificatore sarà di 18 W.

Con la seconda soluzione per ottenere la pressione richiesta di 122 dB si potranno accoppiare ai diffusori H. 3214 le unità D615 - 16 Ω



Perché l'uso del diagramma sia chiaro è opportuno rifarsi a quanto è stato in precedenza detto e cioè che ad ogni raddoppio della distanza corrisponde la diminuzione della pressione acustica di 6 dB.
Evidentemente se a 50 cm di distanza da un diffusore è stata rilevata una pressione X, a un metro tale pressione risulterà inferiore di 6 dB, a 2 m —12 dB, a 4 m —18 dB e così di seguito. Di conseguenza se un diffusore è installato a 64 m di distanza, la pressione acustica che si rileverà, a quella distanza, sarà inferiore a X di 42 dB. Risulta evidente che per sonorizzare una zona fino a 64 m dal diffusore, sarà necessario aumentare la pressione acustica erogata dal diffusore di 42 dB.
Il valore in dB ricavato dal diagramma (curva A), in base alla distanza, è il valore della pressione acustica che va necessariamente sommato al valore del livello di rumore ambiente. La curva B da il valore già maggiorato di 3 dB necessari a superare il livello del rumore ambiente.



Per stabilire l'ampiezza della zona da sonorizzare in funzione dell'angolo di dispersione del diffusore in rapporto alla sua distanza.

VALORE DEL CONDENSATORE IN SERIE PER UNA FREQ. DI TAGLIO

TABELLA 5		FREQUENZA DI TAGLIO (Hz)						
		100	200	400	800	1500	3000	6000
IMPEDENZA (Ohm)	4	130	65	32	16	8	4	2
	8	65	32	16	8	4	2	1
	16	32	16	8	4	2	1	0,5
		I valori dei condensatori sono in nF						

ESEMPIO: Si abbia un diffusore acustico (tromba o altoparlante) di impedenza 8 Ω e si voglia un taglio di frequenza di 400 Hz.

400
8 Ω
16

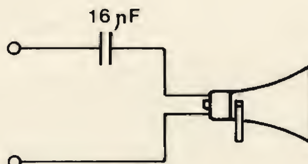
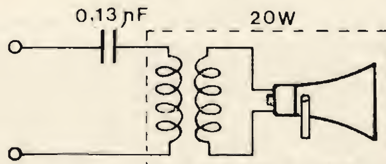


TABELLA 6		FREQUENZA DI TAGLIO (Hz)						
		100	200	400	800	1500	3000	6000
LINEA A 100 V	5 W	0,26	0,13	0,06	30 KpF	15 KpF	7 KpF	3 KpF
	10 W	0,55	0,27	0,13	0,06	30Kp	15 KpF	7 KpF
	20 W	1	0,5	0,25	0,13	0,06	30 KpF	15 KpF
	40 W	2	1	0,5	0,25	0,13	0,06	30 KpF
	100 W	5,5	2,7	1,3	0,6	0,3	0,15	0,07
	300 W	17	8	4	2	1	0,5	0,25
		I valori dei condensatori sono in nF salvo diversa indic.						

ESEMPIO: Si abbia una linea a 100 V costanti collegata per mezzo di un trasformatore ad un diffusore acustico per una potenza di 20 W e si voglia un taglio a 800 Hz.

800
20 W
0,13



con una resa per ogni diffusore di 119 dB con 6 W di potenza che sommati, per il principio che a ogni raddoppio di potenza aumenta la pressione acustica di 3 dB si avrà:

Con n. 1 H. 3214 con D. 615 potenza 6 W pressione acustica 119 dB.
Con n. 2 H. 3214 con D. 615 potenza 12 W pressione acustica 122 dB.

L'amplificatore dovrà avere quindi 12 W di potenza.

Volendo mantenere il ragionevole margine di riserva al posto delle unità D. 615 si potranno usare le D. 1020 - 16 Ω si otterrà così una pressione di 124 dB, la potenza richiesta sarà di 20 W.

Dalle caratteristiche del diffusore tabella 2, risulta che la frequenza di taglio della tromba H. 3214 è 250 Hz.

Per un corretto impiego, come indicato dalla tabella 5 si applicherà in serie ad ogni unità un condensatore NON POLARIZZATO da 16 nF se il sistema sarà collegato direttamente all'amplificatore, o come da tabella 6 se il collegamento utilizzerà i trasformatori e la linea a 100 V, sarà rispettivamente:

- per l'unità D. 1835 in serie al trasformatore un condensatore non polarizzato da 0,5 μF;
- per l'unità D. 615 in serie al trasformatore un condensatore non polarizzato da 0,15 μF;
- per l'unità D. 1020 in serie al trasformatore un condensatore non polarizzato da 0,27 μF.

Infine, definito il sistema dei diffusori ed il relativo collegamento, si stabilirà la sezione del cavo di collegamento. Si prenda ad esempio il collegamento di 2 unità tipo D. 1020 - 16 Ω; se collegate in parallelo risulterà l'impedenza = 8 Ω. Dalla tabella 8 risulterà per

Fig. 3

SCHEMA DI IMPIANTO

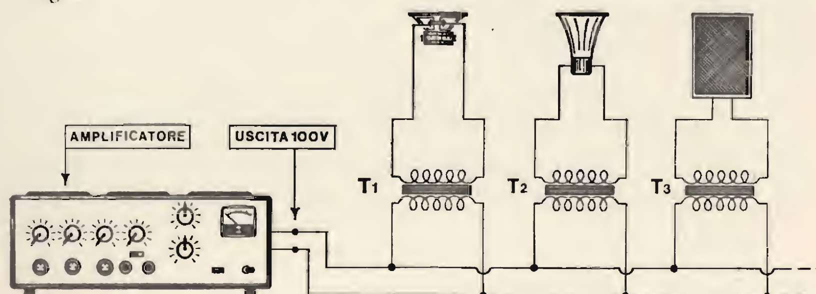
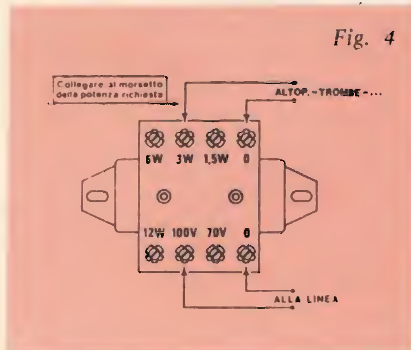


Fig. 4

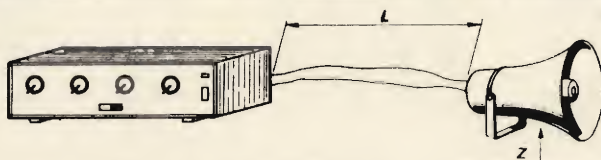


TAB. 7 — SEZIONE DEI FILI DI COLLEGAMENTO — POTENZA FINO A 10 W

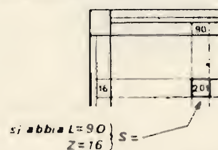
L = lunghezza del collegamento (METRI)

Z = impedenza di carico (OHM)	5	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100	120	140	160	180	200	250	300	350	400	450	500	550	600	650	700	750	800	850	900	950	1000
2	0,86	1.76	3.46	5.30	7.07	9.08	10,7	12.5																								
4	0.44	0.86	1,76	2,68	3,46	4.50	5.30	6.15	7.07	8,04	9.08	10,7	11,9	13,8																		
8	0,21	0,44	0,86	1,32	1,76	2,27	2,68	3.14	3.46	4,15	4.52	5.30	5.72	7,06	7,54	8,55	10,7	12,5														
16	0,11	0,21	0,44	0,66	0.86	1,13	1,32	1.53	1,76	2,01	2,27	2,68	2,98	3,46	3.80	4.52	5,30	6.15	8,04	8,55	9,62	11,3	12,5	13,2								
32 ÷ 35	0,04	0,09	0.21	0,33	0,44	0,56	0,66	0,75	0.86	1,03	1.13	1.32	1,43	1.76	1,88	2.13	2.68	3.14	3.80	4,15	4.90	5.72	6.15	6,60	7,06	7,54	8.04	9.07	9,62	10,1	10,1	10,7
40	0,04	0,09	0.18	0.26	0.36	0,44	0.52	0,60	0,70	0,78	0.86	1,04	1,22	1.43	1,54	1,76	2.14	2.54	3.14	3,46	3,80	4,52	4.90	5.30	5.72	6.16	6.60	7.07	7,55	8,04	8,04	8,55
67	0.03	0,05	0,11	0.16	0,21	0.26	0.31	0.36	0,40	0,47	0,52	0,60	0,70	0,86	0,95	1,04	1,32	1,54	1,76	2,14	2,40	2,54	2,83	3.14	3.46	3,80	4.15	4.15	4,52	4,90	4.90	5.30
80	0,02	0,04	0,11	0,13	0,18	0,21	0,26	0,31	0,31	0,38	0,44	0,52	0,60	0,70	0,78	0,86	1,03	1,22	1,53	1,76	1,88	2,27	2,40	2,68	2,83	3.14	3.46	3,46	3,80	4,15	4.15	4.15
100	0,01	0,03	0,07	0,09	0,13	0,18	0,19	0.23	0.28	0,31	0,33	0,40	0,40	0,56	0,60	0,70	0,86	1,03	1,22	1,32	1.53	1.76	1.88	2,13	2.27	2,40	2.68	2.83	2,98	3,14	3,14	3,46
128 ÷ 140	0,01	0,03	0,06	0,08	0,12	0,13	0,18	0,19	0,19	0,26	0,28	0,33	0,40	0,47	0,50	0,56	0,70	0,86	1,03	1,13	1,22	1,53	1,65	1,76	1,88	2,01	2,27	2,40	2,54	2,68	2,68	2,83
165	0,01	0,02	0,04	0,06	0,09	0,11	0,12	0,15	0,18	0,19	0,21	0,26	0,31	0,36	0,38	0,44	0,52	0,63	0,78	0,86	0,95	1.13	1,22	1,32	1,43	1,53	1,65	1,76	1,88	2,01	2,01	2,13
325	0,005	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09	0,11	0,12	0,15	0.18	0,19	0,21	0,26	0,31	0,38	0,44	0,47	0,56	0,60	0,66	0,70	0,78	0,86	0,86	0,95	1,03	1,03	1,03

S = sezione dei fili (mm^2)



Esempio:

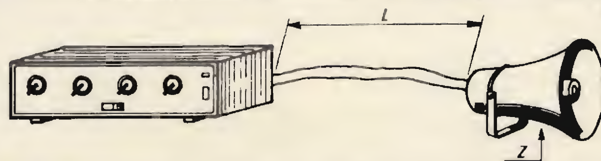


TAB. 8 — SEZIONE DEI FILI DI COLLEGAMENTO — POTENZA FINO A 100 W

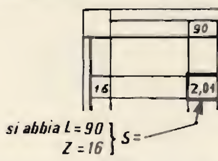
L = lunghezza del collegamento (METRI)

Z = Impedenza di carico (OHM)	5	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100	120	140	160	180	200	250	300	350	400	450	500	550	600	650	700	750	800	850	900	950	1000
2	1,2	1.76	3,46	5,30	7,07	9.08	10,7	12.5																								
4	1	1	1,76	2,68	3,46	4,50	5,30	6,15	7,07	8,04	9,08	10,7	11,9	13,8																		
8	0,9	0,9	0,9	1,32	1,76	2,27	2,68	3,14	3,46	4,15	4,52	5,30	5,72	7,06	7,54	8,55	10,7	12,5														
16	0,75	0,75	0,75	0,75	0,86	1,13	1,32	1,53	1,76	2,01	2,27	2,68	2,98	3,46	3,80	4,52	5,30	6,15	8,04	8,55	9,62	11,3	12,5	13,2								
32 ÷ 35	0,6	0,6	0,6	0,6	0,6	0,6	0,66	0,75	0,86	1,03	1.13	1,32	1,43	1.76	1,88	2,13	2,68	3,14	3,80	4,15	4,90	5,72	6,15	6,60	7,06	7,54	8,04	9.07	9,62	10,1	10,1	10,7
40	0,55	0,55	0,55	0,55	0,55	0,55	0,55	0,60	0,70	0,78	0,86	1,04	1,22	1,43	1,54	1,76	2.14	2,54	3,14	3,46	3,80	4,52	4,90	5,30	5,72	6,16	6,60	7,07	7,55	8,04	8,04	8,55
67	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,52	0,60	0,70	0,86	0,95	1,04	1,32	1,54	1,76	2,14	2,40	2,54	2,83	3,14	3,46	3,80	4,15	4,15	4,52	4,90	4,90	5,30
80	0,45	0,45	0,45	0,45	0,45	0,45	0,45	0,45	0,45	0,45	0,45	0,52	0,60	0,70	0,78	0,86	1,03	1,22	1,53	1,76	1,88	2,27	2,40	2,68	2,83	3,14	3,46	3,46	3,80	4,15	4,15	4,15
100	0,45	0,45	0,45	0,45	0,45	0,45	0,45	0,45	0,45	0,45	0,45	0,45	0,45	0,56	0,60	0,70	0,86	1,03	1,22	1,32	1,53	1,76	1,88	2,13	2,27	2,40	2,68	2,83	2,98	3,14	3,14	3,46
128 ÷ 140	0,45	0,45	0,45	0,45	0,45	0,45	0,45	0,45	0,45	0,45	0,45	0,45	0,45	0,47	0,50	0,56	0,70	0,86	1,03	1,13	1,22	1,53	1,65	1,76	1,88	2,01	2,27	2,40	2,54	2,68	2,68	2,83
165	0,4	0,4	0,4	0,4	0,4	0,4	0,4	0,4	0,4	0,4	0,4	0,4	0,4	0,4	0,4	0,44	0,52	0,63	0,78	0,86	0,95	1,13	1,22	1,32	1,43	1,53	1,65	1,76	1,88	2,01	2,01	2,13
325	0,35	0,35	0,35	0,35	0,35	0,35	0,35	0,35	0,35	0,35	0,35	0,35	0,35	0,35	0,35	0,35	0,35	0,35	0,38	0,44	0,47	0,56	0,60	0,66	0,70	0,78	0,86	0,86	0,95	1,03	1,03	1,03

S = sezione dei fili (mm^2)



Esempio:



SCHEMA IMPIANTO AD ALTA FEDELTA' DA 300W PER NIGHT, DANCING, DI= SCOTECHE ECC.

SCHEMA IMPIANTO DA 60W CON TROMBE E COLONNE SONORE

SCHEMA IMPIANTO DI SONORIZZAZIONE DI GRANDE POTENZA PER STADI, AEREOPORTI, IPPODROMI ECC.

N.25 PL/I (o PL/E-CSN/T-CS1/T-DA/O) con trasformatore TD105

N.4 TROMBE H650S (o H450S-H450-H455) CON UNITA' D2545 E TRASFOR= MATORE T[redacted] TD257/1

N.4 TROMBE H650S (o H450S-H450-H455) CON UNITA' D2545 E TRASFOR= MATORE T[redacted] TD257/1

Uscita tensione costante 100V (33 Ω)

N.4 MICROFONI A BASSA IMPEDENZA

AM 8300 (o AM 8300/V)

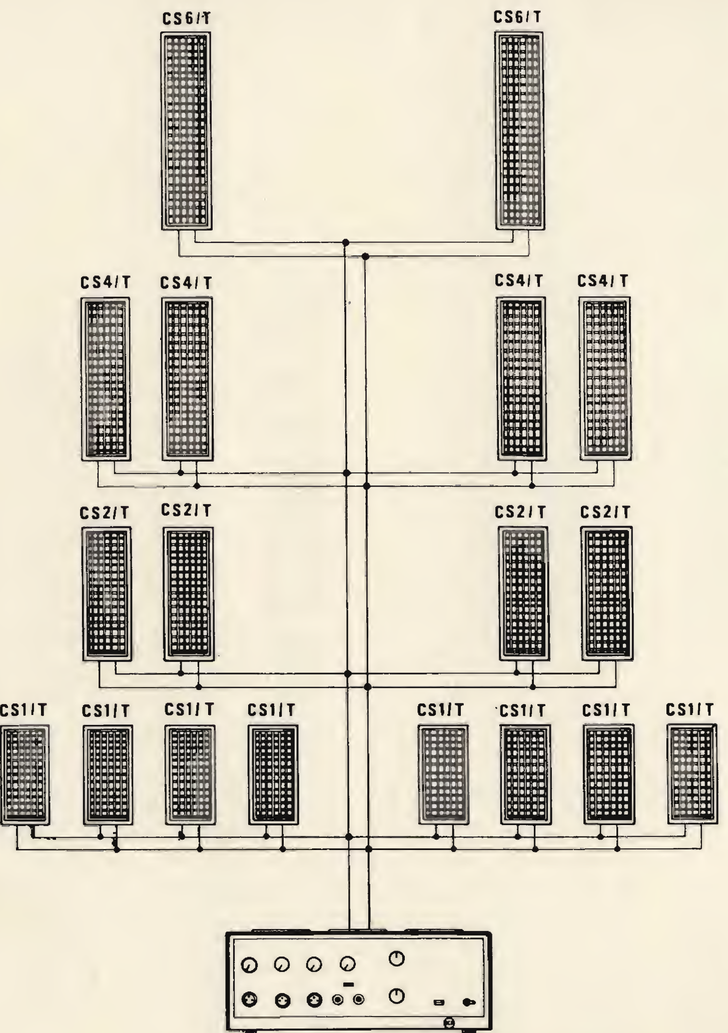
GIRADISCHI

SINTONIZZATORE

AM
FM

REGISTRATORE (o mangianastri)

SCHEMA IMPIANTO DI SONORIZZAZIONE PER CHIESE, SCUOLE, SALE CONS. ECC.



AMPLIFICATORE AM8100 con uscita 100 V cost. (100 Ω)

impedenza 8 Ω e metri 25 la sezione del cavo = 1,32 mm². Se collegate in serie l'impedenza, risulterà 32 Ω, il cavo avrà la sezione = 0,6 mm².

Utilizzando la linea a 100 V e relativi trasformatori di linea, essendo per un amplificatore da 20 W (AM 820) la linea a 100 V = 670 Ω, la linea (25 m) avrà la sezione = 0,35 mm².

ESEMPIO DI IMPIANTO CON LINEA a 100 V

Dovendo dislocare i diffusori distanti dall'amplificatore (oltre 40 m), è necessario usare la linea a 100 V e i conseguenti trasformatori di linea (fig. 3).

I trasformatori T1, T2, T3, sono del tipo: ingresso 100 V (es. TD 407, TD 257, TD 125, TD 105). Tutti i primari dei trasformatori sono in parallelo; si possono collegare tanti diffusori acustici finché la somma delle potenze erogate non è inferiore o uguale alla potenza dell'amplificatore.

I vantaggi delle installazioni con linee a 100 V sono i seguenti:

1) Sezioni piccole dei cavi di collegamento.
2) Semplicità di installazione in quanto tutti i diffusori sono in parallelo.
3) Possibilità di variare il numero dei diffusori (altoparlanti - trombe o colonne sonore) inseriti senza alterare il livello degli altri.
4) Semplicità di calcolo, basta fare la somma delle potenze dei singoli diffusori.

ESEMPIO DI PROGETTO

Si debba fare una sonorizzazione alla quale occorrono: 40 diffusori a 4 W, 10 diffusori a 6 W e 2 diffusori da 40 W. Quale amplificatore e quali trasformatori occorrono? Facendo la somma di:

40 diffusori da 4 W = W 60 +
10 diffusori da 6 W = W 160 +
2 diffusori da 40 W = W 80 =

risulteranno necessari W 300

occorrerà quindi un amplificatore da 300 W con uscita 100 V costanti e:

40 trasformatori da 4 W (TD 105)
6 trasformatori da 6 W (TD 125)
2 trasformatori da 40 W (TD 407)

Il secondario dei trasformatori permette di regolare la potenza ad ogni singolo altoparlante da un minimo fino alla massima potenza erogabile dal trasformatore stesso, con diverse potenze intermedie, permettendo di adeguare il volume di ogni singolo altoparlante alla necessità dell'uso (fig. 4).

Per stabilire la sezione dei conduttori della linea, conoscendo la impedenza d'uscita dell'amplificatore, basta consultare la tabella.

Ad esempio considerando una linea di 100 m, potremmo stabilire:

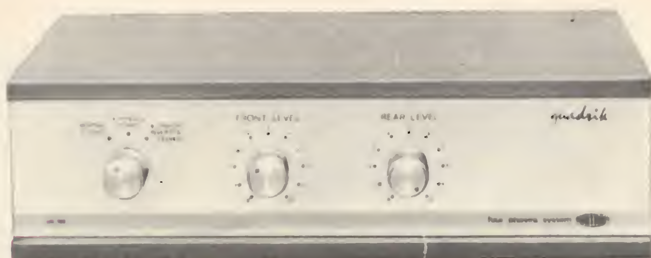
$$\text{Impedenza} = \frac{(\text{Tensione})^2}{\text{Potenza}} = \frac{100^2}{300} = 33\ \Omega$$

La tabella ci indicherà su Z = = 33 Ω e L = 100 metri che i conduttori dovranno avere la sezione di 1,13 mm².

VIDEOCASSETTE PER PETROLIERE

Roma... Due importanti iniziative sono state messe a punto in Inghilterra. La prima riguarda la TELEMAR PROGRAM SERVICES che ha firmato un contratto di tre anni con la BP e la ESSO per l'installazione di videocassette EVR sulle loro petroliere. Ogni nave di queste due compagnie sarà equipaggiata con uno o tre televisori e avrà a disposizione una «cassettoteca» con 150 ore di trasmissione in bianco e nero e a colori. Il contratto prevede 520 ore di programmi per ogni anno. Si tratta di documentari, di programmi di varietà musicali, sportivi e di informazioni generali. Unica clausola importante: l'assoluta esclusione della pubblicità.

L'altra iniziativa riguarda la WALPORT, REDIFFUSION, PHILIPS ELECTRICAL e la SHELL allo scopo di dotare le petroliere della SHELL di videocassette a colori VCR PHILIPS, uno dei grandi concorrenti della EVR. I programmi saranno a disposizione in cento porti di tutto il mondo, e i marinai potranno fare il pieno in ogni scalo.



scatole di montaggio

QUADRIK
dispositivo per effetto quadrifonico

CARATTERISTICHE TECNICHE

Impedenza dei due ingressi: **4 ÷ 8 Ω**

Massima potenza d'ingresso per canale: **12 W**

Impedenza delle quattro uscite: **4 ÷ 8 Ω**

Posizione di ascolto: normale stereo
4 fasi stereo
4 fasi invertite stereo

Regolazioni indipendenti per gli altoparlanti frontali e quelli posteriori.

Il sistema a quattro fasi Quadrik, realizzato dai tecnici della AMTRON, rappresenta un'ottima soluzione, a basso costo, del problema relativo all'ascolto a quattro dimensioni delle normali esecuzioni stereofoniche a due canali.

Si tratta di un interessantissimo dispositivo destinato ad incontrare il favore dei cultori dell'alta fedeltà.

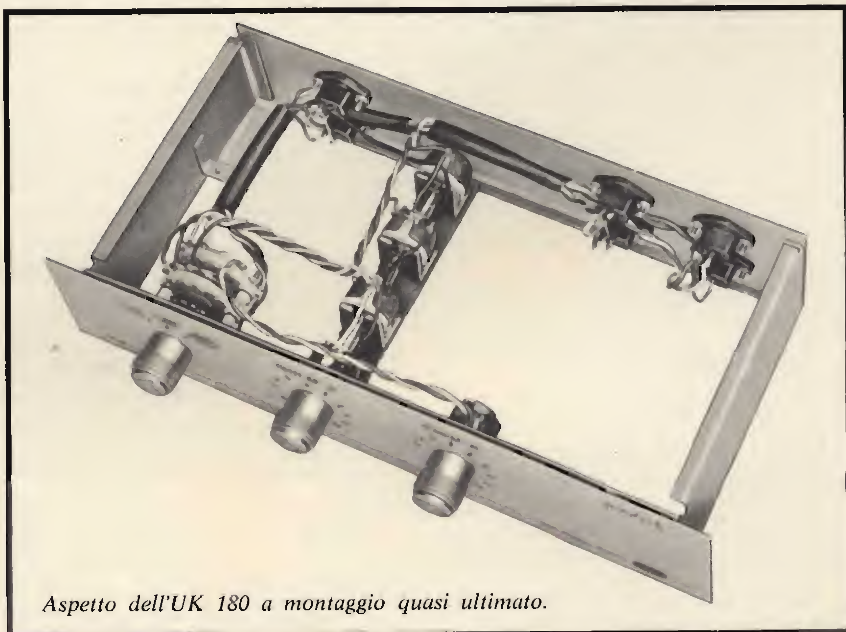
In questi ultimi tempi i produttori di apparecchiature HI-FI, sono continuamente alla ricerca di circuiti elettrici di nuova concezione che consentano di ottenere dei nuovi effetti sonori e siano in grado di soddisfare sempre maggiormente le esigenze degli amatori delle riproduzioni ad alta fedeltà.

Fra le innovazioni più recenti, un posto di primissimo piano è occupato dalla quadrifonia, i cui effetti omnidirezionali del suono si possono ottenere con dei sistemi del tutto differenti.

In primo luogo esiste la quadristereofonia, la quale, ovviamente, deve essere realizzata in partenza, sia mediante lo impiego di trasmettitori FM in grado di irradiare quattro componenti anziché due, come si riscontra nelle normali emissioni stereofoniche, sia tramite dei dischi a quattro piste anziché due.

E' ovvio che questo genere di riproduzione quadristereofonica è difficile da realizzare poiché esige, specialmente in trasmissione, delle apparecchiature speciali molto costose. Lo stesso discorso è valido naturalmente anche per i dischi a quattro piste la cui incisione comporta la risoluzione di problemi tecnici piuttosto complessi e che, anche in questo caso, porta ad una maggiorazione del costo che non sempre è compensata dai risultati conseguiti. Gli apparecchi per la riproduzione quadristereofonica, infine, richiedono gli stessi ulteriori circuiti amplificatori - sfasatori e pertanto risultano alquanto complicati e costosi.

Con il sistema adottato dalla AMTRON (sistema a quattro fasi) è possibile migliorare le normali riproduzioni stereofoniche a due canali, provenienti da emissioni radio, registrazioni su na-



Aspetto dell'UK 180 a montaggio quasi ultimato.

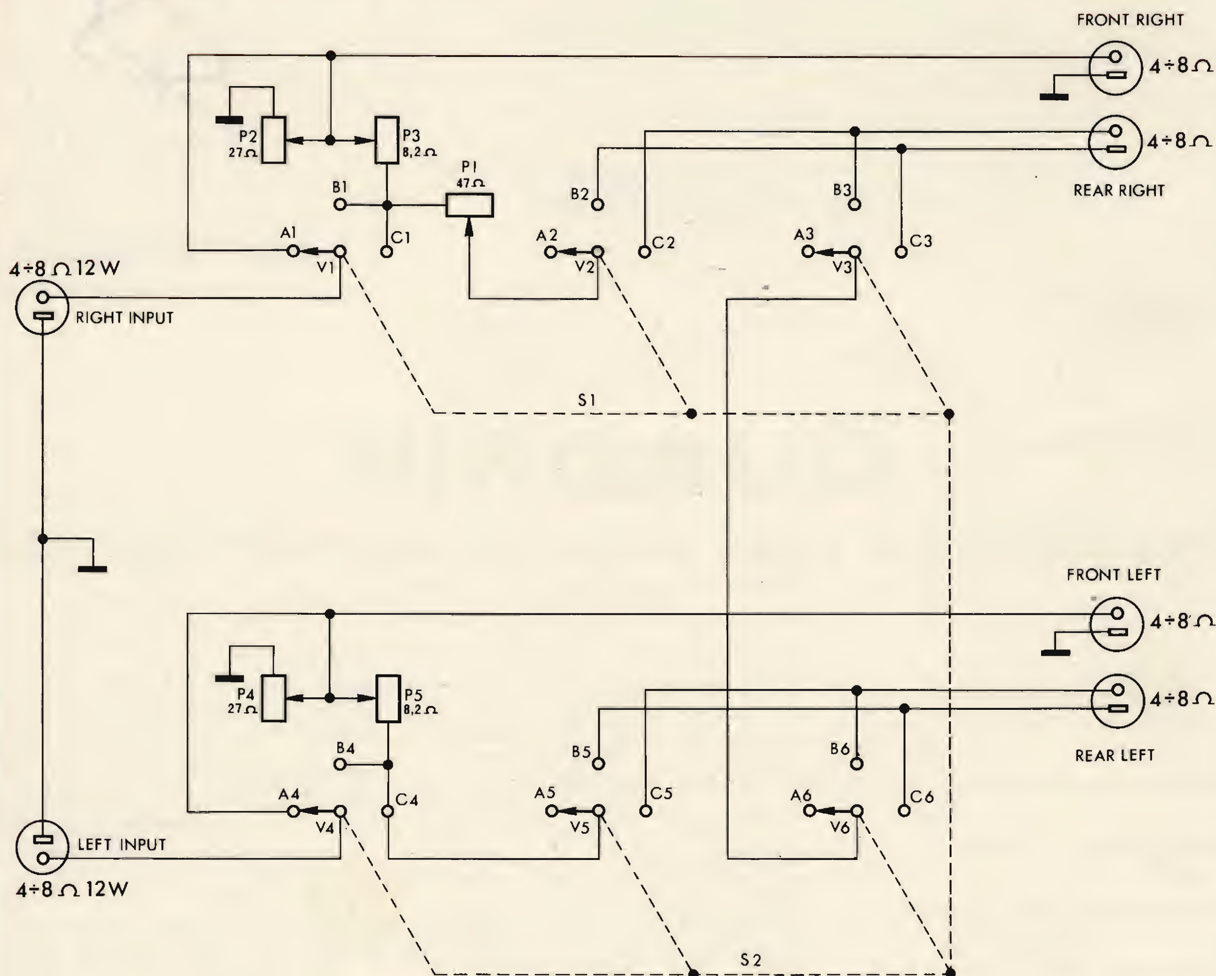


Fig. 1 - Schema elettrico.

stro o su disco, inserendo all'uscita dell'amplificatore due altoparlanti supplementari.

E' questa una soluzione del problema che a differenza del primo metodo è realizzabile da tutti coloro che dispongono di un buon complesso stereo e che permette di ottenere un ascolto omnidirezionale disponendo i quattro altoparlanti in quattro punti di un ipotetico cerchio.

Unico requisito richiesto è la necessità di disporre di un amplificatore e di dischi stereo che abbiano un ottimo grado di separazione fra i due canali originali.

DESCRIZIONE DELLO SCHEMA ELETTRICO

Lo schema elettrico del **Quadrik - sistema a quattro fasi AMTRON - UK 180,** è illustrato in figura 1.

Come si può constatare il numero dei componenti, scelti secondo rigorosi criteri di alta qualità, è particolarmente ridotto.

I due ingressi **«right input»** e **«left input»** devono essere collegati alle due uscite dell'amplificatore stereo con impedenza compresa fra 4 e 8 Ω. La potenza di uscita di ciascun canale dell'amplificatore dovrà essere dell'ordine di 12 W.

Il circuito è caratterizzato dalla presenza di un commutatore a due sezioni e tre posizioni, che rappresenta il cervello del dispositivo. Portando il commutatore SW nella posizione A (A1...A6) cioè in **normal stereo,** sono inseriti nel circuito di uscita soltanto i due altoparlanti frontali e perciò si ha la normale riproduzione stereo (la commutazione mono verrà effettuata agendo sull'amplificatore).

Portando il commutatore nella posizione B (B1... B6), si inseriscono i due altoparlanti supplementari prelevando parte del segnale presente all'ingresso che, in considerazione del particolare tipo di circuito, percorre gli avvolgimenti delle bobine mobili degli altoparlanti posteriori in opposizione di fase elettrica. In questo caso si ha la riproduzione delle sole differenze che esistono fra i due segnali. Questa posizione è indicata sul frontale con la scritta **4 phases stereo.**

Portando invece il commutatore nella posizione C (C1... C6), il collegamento rimane praticamente invariato ma gli altoparlanti supplementari sono disposti in opposizione di fase acustica rispetto agli altoparlanti frontali. Questa posizione è contrassegnata sul pannello frontale con la dicitura **4 inverted phases stereo.**

I quattro potenziometri a filo (P2, P4 da 27 Ω, e P3, P5 da 8,2 Ω), calettati sullo stesso asse, servono a variare il livello degli altoparlanti principali **(Front level),** mentre agendo sul potenziometro P1, da 47 Ω, anch'esso del tipo a filo, si varia il livello degli altoparlanti posteriori **(Rear level).**

Fig. 2 - Collegamenti.

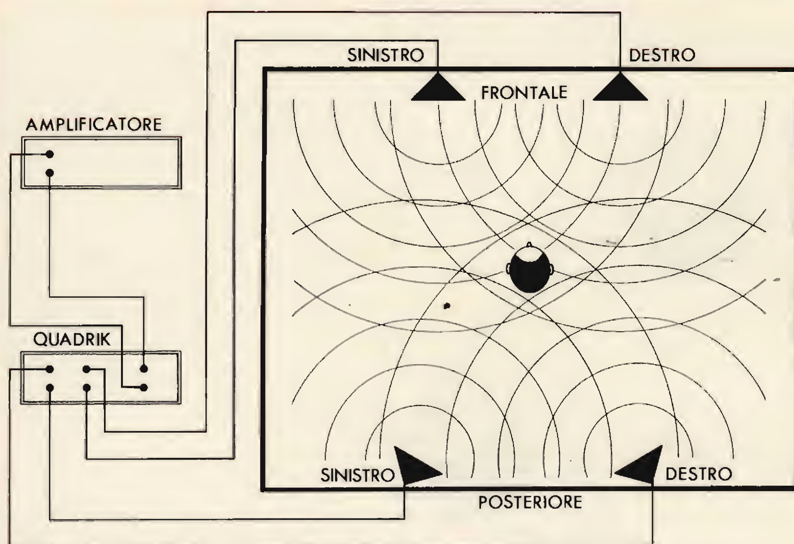


Fig. 3 - Collegamenti fra un amplificatore stereo e l'UK 180 e disposizione degli altoparlanti che consente di ottenere i migliori risultati.

Questa possibilità di cambiare il livello del raggruppamento dei vari altoparlanti serve (tenuto conto che la maggior parte dei suoni, nell'ambiente in cui essi si ascoltano, pervengono all'orecchio di rimbalzo) a trovare la soluzione più adatta per ricostruire la situazione ambientale naturale.

MONTAGGIO DELL'UK 180

Il montaggio del Quadrik UK 180, è della massima semplicità dato che è limitato al montaggio meccanico vero e proprio ed alla saldatura dei conduttori di collegamento.

Tutte le suddette operazioni sono facilitate dalla riproduzione fotografica dell'apparecchio nel suo insieme e dal disegno che illustra tutti i vari collegamenti.

ISTRUZIONE PER L'USO

I due ingressi dell'UK 180 dovranno essere connessi alle due uscite dell'amplificatore stereo.

All'ingresso **Right input** si collegherà l'uscita dell'altoparlante destro dell'amplificatore, mentre all'ingresso **Left input** si collegherà l'uscita dell'altoparlante sinistro.

Il collegamento sarà effettuato con filo bipolare avendo cura che i due capi del medesimo filo siano collegati alle due prese, sul medesimo riferimento. (L'operazione sopra indicata deve essere controllata con un tester). L'impedenza di uscita dell'amplificatore, come abbiamo già detto, dovrà essere compresa entro i limiti di $4 \div 8\ \Omega$.

Gli altoparlanti frontali saranno collegati alle rispettive uscite **front right,** per l'altoparlante destro, e **front left,** per l'altoparlante sinistro.

Gli altri due altoparlanti saranno collegati rispettivamente alle prese **rear right,** altoparlante posteriore destro, e **rear left,** altoparlante posteriore sinistro.

In genere la posizione migliore che assicura l'effetto omnidirezionale è quella illustrata in figura 3 in cui i due altoparlanti frontali sono disposti davanti e quelli supplementari sono collocati posteriormente agli ascoltatori.

La scelta della giusta fase (cioè il commutatore portato nella posizione **4 phases stereo** oppure **4 phases inverted stereo)** e l'esatta posizione degli altoparlanti dipendono dalle condizioni ambientali; esse dovranno essere scelte sperimentalmente in modo da ottenere le migliori condizioni di riproduzione sonora.

Può essere utile sapere che in genere le migliori riproduzioni si ottengono in locali non eccessivamente vasti, i quali non richiedono che l'amplificatore sia regolato per un volume troppo elevato, ed in presenza di un numero ridotto di persone. Inoltre si deve precisare che un sistema quadrifonico messo a punto in presenza di due o tre persone può dare dei risultati scadenti se il numero delle persone aumenta sensibilmente; ciò è dovuto a particolari effetti di assorbimento, e in qualche caso di riflessione, che modificano le condizioni ambientali.

I vantaggi che si possono conseguire con l'impiego dell'UK 180 sono notevoli perché esso rispetta l'informazione spaziale stereofonica così come è stata realizzata all'origine.

Quando il commutatore viene portato nella posizione di ascolto stereo normale è consigliabile portare i potenziometri relativi al Front level nella posizione di massimo (10), per evitare eventuali sovraccarichi.

Prezzo netto imposto L. 22.500



ALLARME PER AUTO AD AZIONE RITARDATA REGOLABILE

CARATTERISTICHE TECNICHE

Tensione di alimentazione 12 Vc.c.
Tempo di ritardo del segnale d'allarme regolabile: da 7" a 30"
Transistore impiegato: 2N2160
SCR impiegato: TUA608

IL CIRCUITO ELETTRICO

L'allarme per auto UK 840 è stato concepito allo scopo di far entrare in azione un dispositivo di allarme sonoro, come ad esempio una normale sirena, nel caso che qualche intruso tentasse di aprire con un mezzo qualsiasi le portiere dell'auto.

Se le portiere dell'auto sono chiuse e chiusi sono anche l'interruttore che fa capo al potenziometro P1 e l'interruttore «Esterno» relativo alla sirena, il tiristore (cioè l'SCR) TUA608 non conduce. Come è noto, infatti, per far entrare in conduzione il tiristore non è sufficiente che il suo anodo ed il suo catodo siano alimentati regolarmente, ma è necessario che al suo gate arrivi un impulso.

In queste condizioni, anche il transistore 2N2160 è bloccato. Ciò è dovuto al fatto che TR1, essendo aperti gli interruttori delle portiere che sono collegati al positivo della batteria dell'auto, non riceve alcuna polarizzazione.

Nel caso però che una portiera venga aperta, il relativo interruttore chiude il circuito della batteria alimentando il transistore TR1, che entra in conduzione. La corrente che circola in B1 carica il condensatore C2 (47 nF) che, scaricandosi rapidamente sul gate G, fa entrare in conduzione il tiristore.

Se, come abbiamo ammesso, l'interruttore esterno è chiuso, nella sirena scorre una corrente che, attraverso il tiristore in conduzione, va verso massa. Ciò provoca l'azionamento della sirena che causa l'allarme.

La costante di tempo che stabilisce il ritardo dell'entrata in funzione del dispositivo di allarme dipende evidentemente dalla capacità del condensatore elettrolitico C1 (100 μF), che impiega un certo tempo prima di caricarsi completamente, e dal potenziometro P1 (220 kΩ) che regola la tensione di carica.

Ovviamente il periodo in cui il condensatore si sta caricando, il transistore non può entrare in conduzione non essendo sufficientemente polarizzato, dato che parte della tensione provvede, per l'appunto, a caricare C1. La conduzione del tiristore, invece, si verifica quando il C1 è totalmente carico.

Agendo sul potenziometro P1 è pertanto possibile regolare la costante di tempo dell'entrata in funzione dell'allarme, costante che è regolabile, nel caso dell'UK 840, fra 7" e 30" circa.

Ciò è della massima importanza poiché offre la possibilità all'automobilista che ha provveduto ad inserire l'allarme chiudendo i due interruttori, di uscire dall'auto senza che esso entri immediatamente in azione.

Qualora, per un motivo qualsiasi, come ad esempio un ritardo nell'uscire dall'autovettura, il dispositivo di allarme entrasse in funzione, occorrerà staccare momentaneamente l'interruttore esterno, interrompendo l'alimentazione dell'anodo del tiristore. Eseguita questa operazione, l'interruttore potrà essere riportato immediatamente nella posizione «ON».

Il compito del condensatore C3 (0,47 μF) è di impedire al tiristore di cessare di condurre quando la sirena è in funzione.

Talvolta infatti è sufficiente l'intervallo fra un periodo e l'altro della frequenza emessa dalla sirena per interrompere la conduzione. Il condensatore C3, in questo caso, provvede a mantenere costante l'alimentazione dell'anodo del tiristore anche durante questi brevissimi intervalli.

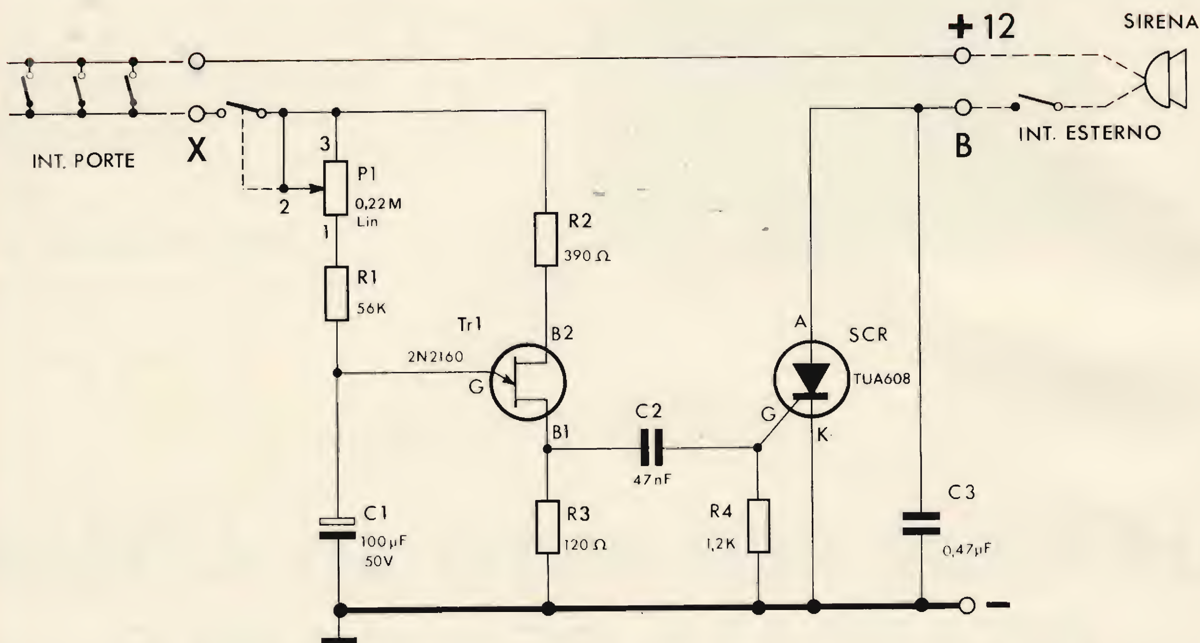


Fig. 1 - Schema elettrico.

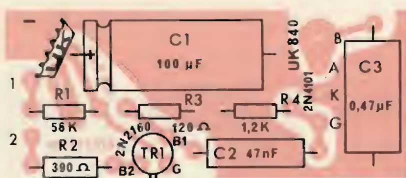


Fig. 2 - Serigrafia del circuito stampato.

Nell'effettuare l'installazione occorre aver cura di sistemare l'interruttore esterno in una posizione che sia difficilmente identificabile per gli estranei. Identico ragionamento è valido per il contenitore dell'UK 840.

Gli interruttori che dovranno essere fissati alle portiere, potranno essere acquistati presso qualsiasi negozio di autoaccessori o presso le principali carrozzerie.

Per ovvie ragioni non è possibile utilizzare gli stessi interruttori che provvedono a segnalare luminosamente l'apertura delle portiere.

MONTAGGIO

Il montaggio dell'UK 840, deve essere effettuato attenendosi alle istruzioni contenute nell'opuscolo allegato al Kit e alla riproduzione serigrafica del circuito stampato.

I reofori dei componenti dovranno essere infilati negli appositi fori della piastrina del circuito stampato e tagliati, dal lato rame, per una lunghezza non superiore ai 3 mm, dopo di che si salderanno allo strato conduttore.

I terminali del transistore dovranno essere rivestiti con dei tubetti isolati, lunghi circa 4 mm, in modo da evitare corto circuiti fra di loro.

INSTALLAZIONE

Come abbiamo già precisato, l'UK 840 dovrà essere collegato agli interruttori delle portiere mediante il conduttore che proviene dall'interruttore contenuto nel potenziometro. Gli interruttori delle portiere potranno essere dello stesso tipo impiegato per l'accensione delle lampadine che indicano l'apertura delle portiere. Un terminale degli interruttori, come è mostrato nello schema elettrico, sarà collegato direttamente al positivo della batteria dell'auto.

E' evidente che gli interruttori delle portiere dovranno essere collegati in modo che quando le portiere stesse sono chiuse il circuito sia aperto, cioè la tensione della batteria non arrivi all'interruttore principale («X»).

Il conduttore proveniente dal terminale «—» dovrà essere saldato a massa, mentre invece il conduttore proveniente dal terminale «B» sarà collegato all'interruttore esterno che comanda l'inserzione della sirena.

Ripetiamo che tanto l'interruttore esterno quanto il mobiletto dovranno essere installati in un punto poco accessibile agli estranei e soprattutto non individuabile a prima vista.

La costante di tempo dell'entrata in funzione del dispositivo di allarme, che si regola tramite il potenziometro, dovrà essere scelta a piacere in funzione del

Prezzo netto imposto L. 5.300

COLLABORAZIONE H.I.S.I. - S.G.S.

La S.G.S. SpA, Società Generale Semiconduttori, ha concluso con la Honeywell Information Systems Italia un accordo per la realizzazione di alcuni tipi di circuiti integrati MSI bipolari su specifica della H.I.S.I.

I dispositivi sviluppati coprono una vasta gamma di funzioni logiche tipiche dei processi di elaborazione dati come interfacce tra unità centrali e periferiche, multiplexer, unità di addizione e memorie temporanee veloci.

La S.G.S. ha anche ottenuto licenza per l'inclusione di tali circuiti, brevettati dalla H.I.S.I. e destinati alle sue linee di calcolatori, nel suo catalogo di prodotti standard.

ALCUNI INTERESSANTI CIRCUITI

circuiti per hobbisti

GENERATORE RC DA 20 Hz a 20 kHz

Il circuito di figura 1 rappresenta un generatore a resistenza e capacità sintonizzabile, molto semplice e di sicuro funzionamento, che comprende un circuito determinatore di frequenza a ponte di Wien.

Tramite un commutatore possono essere selezionate le gamme da 20 Hz a 200 Hz, da 200 Hz a 2 kHz e da 2 kHz a 20 kHz.

Per la sintonia continua della frequenza si utilizza un potenziometro doppio, lineare a filo, con asse comune. I potenziometri a strato di carbone non permettono di avere un sufficiente sincronismo. Tutte le parti del ponte di Wien devono avere delle tolleranze minime.

L'amplificatore a tre stadi è accoppiato direttamente. Il primo transistore OC 304/2 riceve la sua corrente di base da una presa del resistore di emettitore del secondo stadio. Grazie all'elevata controreazione in corrente continua, il punto di lavoro dell'amplificatore viene ben stabilizzato. Per la corrente alternata, la controreazione viene aumentata tramite un condensatore da 1000 μF.

La tensione di controreazione è riportata al ponte di Wien direttamente dall'emettitore dell'ultimo stadio con il transistore ASY 12. Dalla presa del potenziometro di 200 Ω, che rappresenta una parte del resistore di emettitore, scorre attraverso il condensatore da 1000 μF, una corrente alternata nella lampada ad incandendscenza da 6 V, collegata nell'emettitore del primo transistore. La caduta di tensione provocata alla lampada agisce quale controreazione. Grazie alla caratteristica non lineare della lampada ad incandescenza si ottiene la stabilizzazione in ampiezza. Il potenziometro da 200 Ω deve essere regolato in modo tale che la tensione di uscita ammonti a circa 1 V eff. Questa è quindi costante a ± 1,5 dB in tutta la gamma.

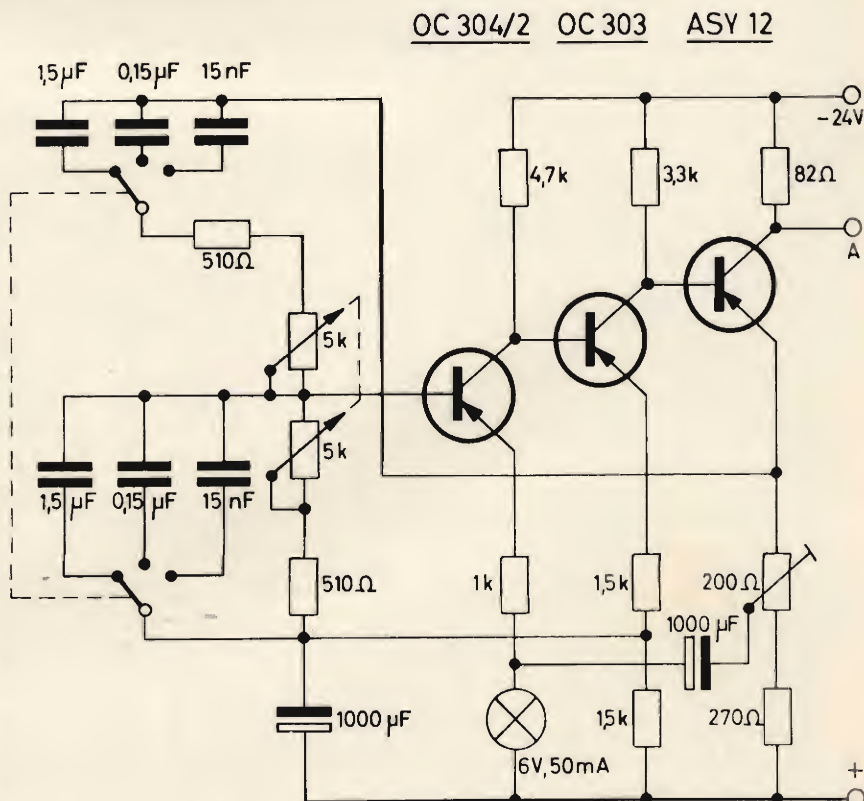


Fig. 1 - Schema elettrico del generatore a resistenza e capacità per la gamma 20 Hz ÷ 20 kHz.

COMPRESSORE PER MICROFONO DINÀMICO

Il circuito illustrato in figura 2 può rendersi utile nella registrazione di «Reportages» quando le varie persone si trovano a differenti distanze dal microfono per cui la loro voce giunge con diverse intensità. Con una oscillazione del segnale di ingresso di 40 dB il segnale di uscita è costante a 2 dB.

Il segnale di ingresso è avviato ad un partitore di tensione costituito da un resistore fisso da 10 kΩ e dal resistore di uscita di uno stadio, fortemente controreazionato, con un transistore OC 306/3.

La resistenza di uscita di questo stadio è quasi inversamente proporzionale alla corrente di emettitore. E' quindi possibile comandare il rapporto di partitore tramite le variazioni della corrente di emettitore. La tensione parziale viene amplificata in uno stadio di emettitore, a basso rumore, con il transistore OC 306/3, e riportata ad un secondo stadio di regolazione.

Seguono due stadi di amplificazione collegati ad emettitore comune e accoppiati in corrente continua.

La resistenza di carico del transistore di uscita è ripartita.

Alla presa centrale è applicata la base di un transistore OC 308 collegato a collettore comune che genera la tensione di regolazione.

Per mantenere piccola la costante di tempo di regolazione è necessario alimentare il circuito raddrizzatore con una sorgente a bassa resistenza interna. I due diodi al silicio S 32 svolgono più funzioni contemporaneamente: provvedono all'inserzione ritardata della regolazione, forniscono, in assenza di segnale, la tensione positiva di base dei due transistori di regolazione OC 304/3 e agiscono quali compensatori di temperatura per una parte del circuito.

I valori elettrici del circuito sono:

Tensione di uscita da 0,95 V a 1,2 V, con tensione di ingresso compresa fra 10 mV e 1 V.

Campo di frequenza 30 ÷ 15.000 Hz.

Fattore di distorsione < 1%

Resistenza di ingresso e di uscita ca. 10 kΩ.

PICCOLO TRASMETTITORE PER COMANDO A DISTANZA 40 MHz - 0,4 W

Il circuito del TX è mostrato in figura 3.

L'oscillatore stabilizzato comprende un quarzo eccitato da una armonica per la frequenza generata di 40,68 MHz per il telecomando via radio. Il transistore di oscillatore BSY 53 è collegato a base comune. Il quarzo è inserito, come percorso di controreazione, tra lo emettitore ed una presa capacitiva del circuito di collettore.

Onde ridurre lo smorzamento dell'oscillatore provocato dal resistore di emettitore da 47 Ω, in parallelo al resistore di ingresso del transistore, viene collegata in serie una spira λ/4.

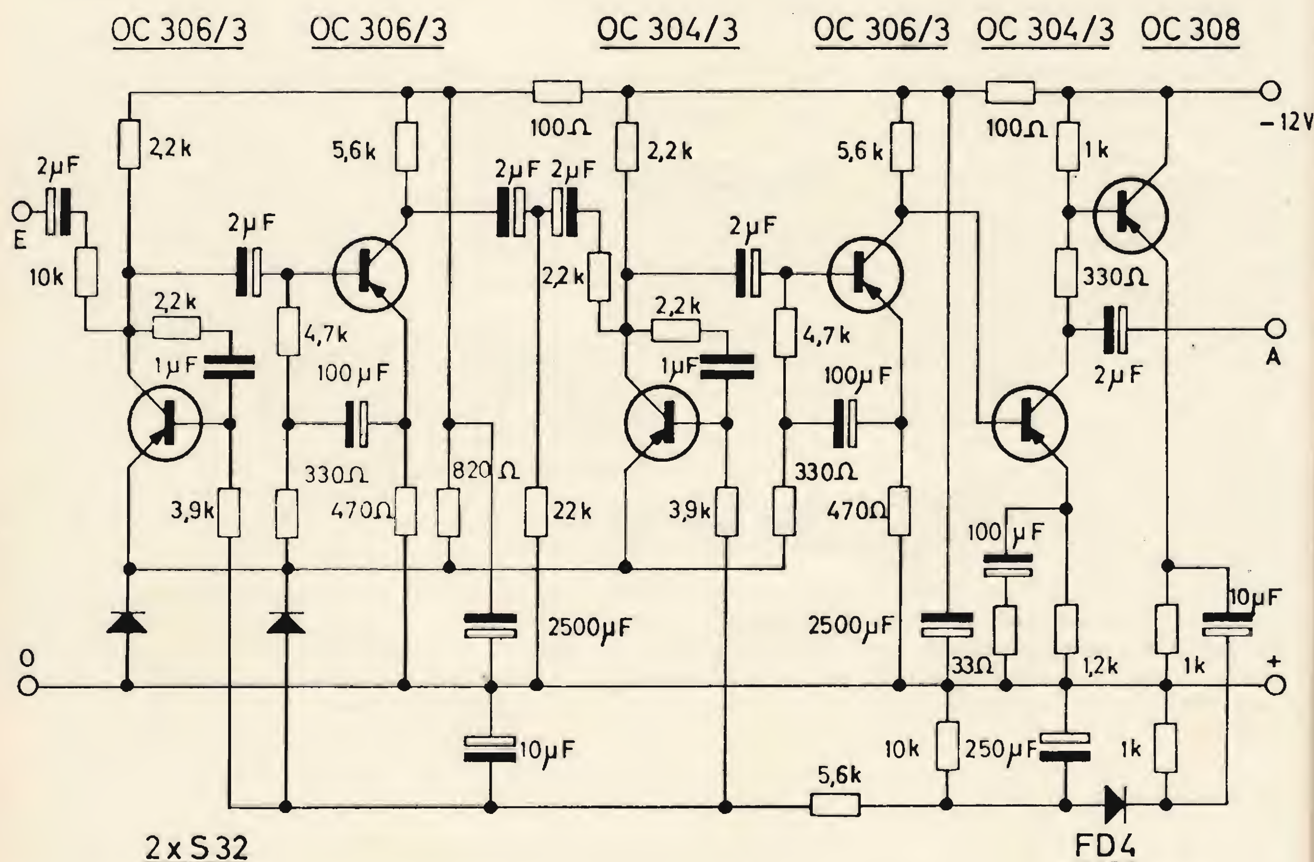


Fig. 2 - Schema elettrico di un compressore della dinamica per microfono dinamico.

Lo stadio finale, equipaggiato da un transistore BSY 53 collegato ad emettitore comune, lavora in classe B; ciò significa che la corrente di collettore è nulla quando il transistore non viene pilotato dallo oscillatore. La base del transistore dello stadio finale riceve la sua tensione pilota, attraverso un condensatore da 30 pF, da una presa del circuito di oscillatore. Il calore dei transistori di alta frequenza deve essere disperso tramite adatti dissipatori di calore.

E' stata scelta la modulazione di collettore dello stadio finale. La frequenza di modulazione viene generata da un oscillatore con il transistore OC 304/3 che oscilla in un circuito compensatore di fase.

Nell'esempio in questione è possibile stabilire tre diverse frequenze di comando per tre canali.

Dati dei trasformatori e delle bobine

Trasformatore di modulazione Tr:
nucleo M20, E3 con traferro di 3 mm. da un lato.
W_1 = 800 spire,
rame laccato 0,10 mm Ø
W_2 = 150 spire,
rame laccato 0,18 mm Ø

Circuito di oscillatore L_1:
Supporto 7,5 mm Ø
con nucleo di alta frequenza

W_1 = circa 4 spire,
rame argentato 1 mm Ø
W_2 = circa 8 spire,
rame argentato 1 mm Ø

Circuito di uscita L_2:
Supporto 7,5 mm Ø
con nucleo di alta frequenza
W_1 = circa 12 spire,
rame argentato 1 mm Ø
W_2 = circa 7 spire,
rame smaltato 0,8 mm Ø
intrecciato

CONVERTITORE DI TENSIONE IN CONTROFASE 12V/220V/35W 24V/220V/70W

Per la trasformazione di una tensione continua in una più elevata tensione continua o alternata si adatta particolarmente un convertitore di tensione in controfase a transistori. Negli esempi qui riportati, i transistori sono collegati con collettore comune, come è indicato in figura 4.

Con ciò i terminali di collettore (connessi alla custodia nei transistori di potenza) si trovano allo stesso potenziale, cosicché i due transistori possono essere montati sullo stesso dissipatore.

Il condensatore da 100 μF provoca l'avvio automatico del circuito e impedisce, nello stesso tempo, che si presentino ai transistori inaccettabili picchi di tensione elevati alla disinserzione del convertitore di tensione. Con il potenziometro da 30 Ω può essere influenzato l'avvio, particolarmente alle basse temperature ambientali.

La sua taratura influisce anche sul rendimento totale come pure sulla sovraccaricabilità del convertitore.

La frequenza di oscillazione è circa di 150 Hz. Il grado di rendimento ammonta a circa l'80%.

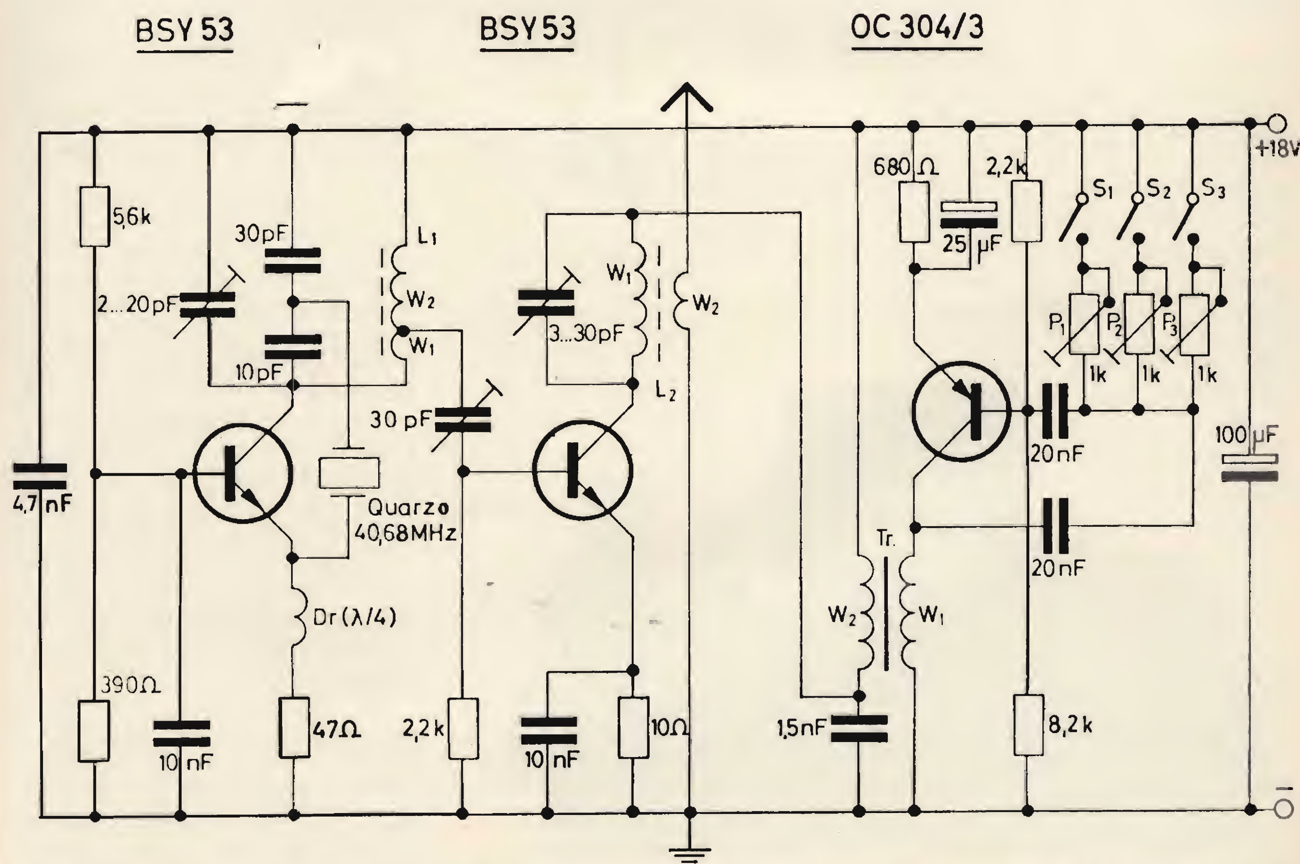


Fig. 3 - Schema elettrico di un trasmettitore per radiocomando funzionante nella gamma dei 40 MHz con potenza di 0,4 W.

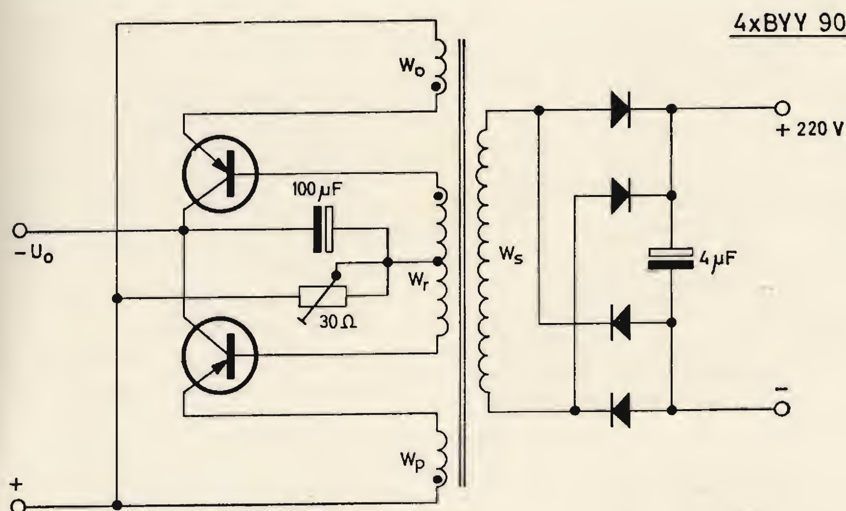


Fig. 4 - Schema elettrico di un convertitore di tensione realizzabile in due versioni distinte: 12 V/220 V, 35 W e 24 V/220 V, 70 W.

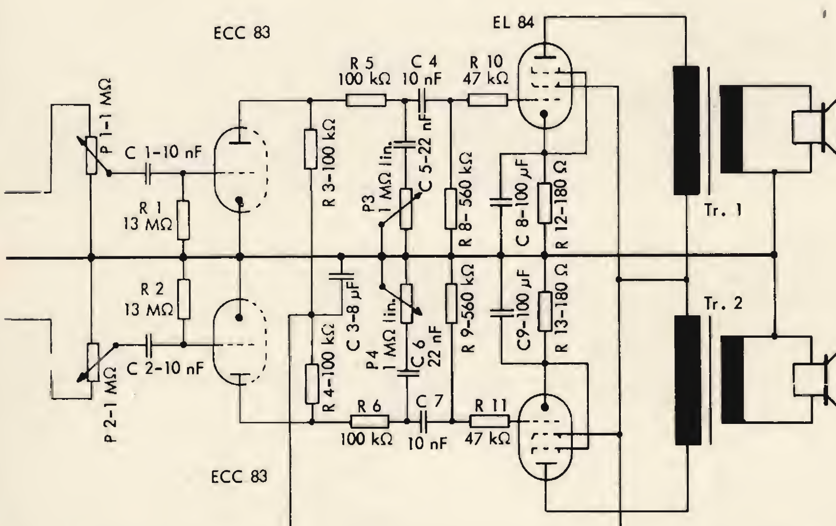


Fig. 5 - Schema elettrico di un amplificatore stereofonico, con preamplificatore, a valvole.

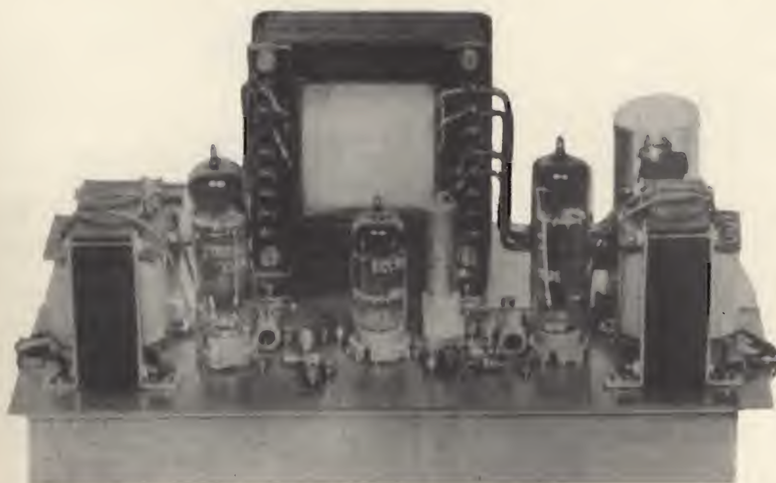


Fig. 6 - Fotografia dell'amplificatore di cui alla figura 5 completamente montato.

Tensione di batteria	
12 V	24 V
Transistori	
2 x 2N2065 A	2 x 2N2063 A
Potenza di uscita	
35 W	70 W

Dati dei trasformatori

a 12V/220V/35W:
- M55, lamierino dinamo IV senza traferro
- W_p = 2 x 58 spire, rame laccato 1,0 mm Ø
- W_r = 2 ffl 70 spire, rame laccato 0,25 mm Ø
- W_s = 1280 spire, rame laccato 0,25 mm Ø

a 24V/220V/70W
- M65, lamierino dinamo IV senza traferro
- W_p = 2 x 71 spire, rame laccato 1,0 mm Ø
- W_r = 2 x 85 spire, rame laccato 0,25 mm Ø
- W_s = 680 spire, rame laccato 0,35 mm Ø

AMPLIFICATORE STEREOFONICO A VALVOLE

Il circuito illustrato in figura 5 permette, anche ai neofiti, la costruzione di un amplificatore stereofonico a valvole di elevata qualità. Un circuito stampato contiene tutti i componenti per i singoli stadi. Lo schema mostra che negli stadi finali viene utilizzata una valvola ECC 83 quale preamplificatore. Le singole parti utilizzate devono essere collegate in modo tale che si abbia un andamento lineare della frequenza da 55 Hz a 15 kHz, con un ridotto fattore di distorsione. Per il completo pilotaggio dell'amplificatore sono sufficienti pochi millivolt che si rendono disponibili con un rivelatore piezoelettrico oppure all'uscita di un diodo rivelatore di un normale apparecchio radio.

La costruzione dell'amplificatore si realizza secondo la fotografia riportata in figura 6.

Montaggio del circuito stampato

La posizione di tutti i componenti è ricavabile dalla figura 7.

Il primo lavoro consiste nella inserzione dei tre zoccoli delle valvole che devono essere saldati scru-

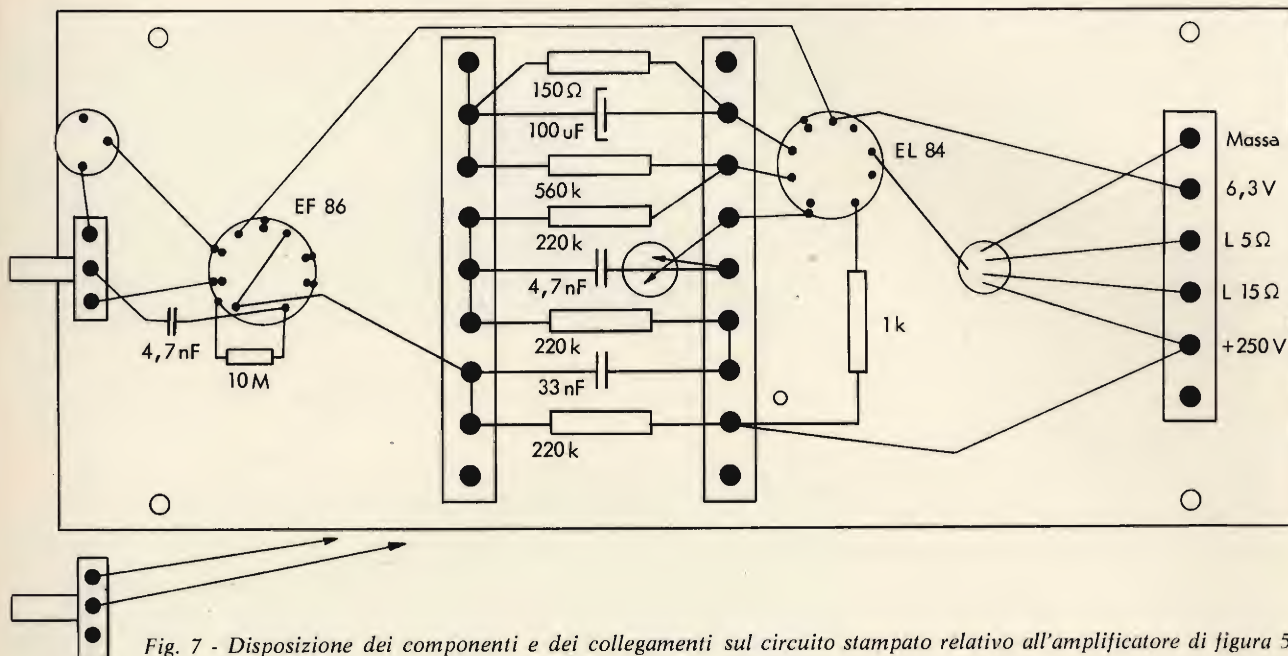


Fig. 7 - Disposizione dei componenti e dei collegamenti sul circuito stampato relativo all'amplificatore di figura 5.

polosamente. Successivamente vengono montati tutti i resistori. Anche qui bisogna procedere secondo la rappresentazione di figura 7. Dopo il montaggio dei resistori seguono i condensatori. In questa fase bisogna prestare attenzione alla esatta polarità dei tre condensatori elettrolitici. I due trasformatori di uscita vengono fissati alla piastra tramite 8 viti. I trasformatori devono essere fissati in modo tale che i fili di collegamento siano rivolti verso l'esterno.

I fili dei trasformatori di uscita vengono saldati nei due fori vicini alla EL 84. I vari collegamenti saranno fissati secondo la figura 7. Infine saranno saldati i fili schermati per i potenziometri. Nell'eseguire tale operazione bisogna prestare attenzione che questi fili di collegamento siano sufficientemente lunghi affinché i potenziometri possano essere montati nel punto previsto. Quando tutte queste operazioni sono state nuovamente controllate, la piastra può essere montata sul telaio. Nell'effettuare questa operazione bisogna osservare che non venga cortocircuitata alcuna linea del tracciato del circuito stampato a causa del telaio.

L'amplificatore non può funzionare senza carico, cioè senza altoparlante collegato, poiché altrimenti potrebbero verificarsi scariche nel trasformatore di uscita.

La figura 8 si riferisce all'alimentatore per l'amplificatore.

Elenco dei componenti

1 telaio in angolare
1 circuito stampato
1 telaio in alluminio
1 trasformatore di rete
2 trasformatori di uscita
1 cordone di rete
1 porta fusibile
1 fusibile
2 strisce di saldatura di 6 cm.
1 raddrizzatore B 250 C 100
1 resistore da 2 kΩ/2 W
1 condensatore elettrolitico 50+50 μF
1 potenziometro 2 x 1 MΩ log.
1 potenziometro 2 x 1 MΩ lin.
1 interruttore acceso-spento
2 resistori da 180 Ω
1 resistore da 22 kΩ
2 resistori da 47 kΩ
4 resistori da 1000 kΩ
2 resistori da 560 Ω
2 resistori da 13 MΩ
4 condensatori da 10 nF
2 condensatori da 22 nF
1 condensatore elettrolitico 8 μF/350 V
2 condensatori elettrolitici 100 μF/15 V
3 zoccoli per valvola
1 spinotto di diodi
2 spinotti per altoparlante
0,5 m di cavo microfonico
2 m di filo a saldare 0,5 mm.
viti e bulloni

AMPLIFICATORE - MISCELATORE ANTIRIVERBERO

Molti appassionati dell'alta fedeltà provano particolare piacere quando la musica o la parola viene riprodotta senza riverbero. L'amplificatore - miscelatore antiriverbero qui descritto il cui schema è visibile in figura 9, offre questa possibilità e può smorzare, più o meno forte-

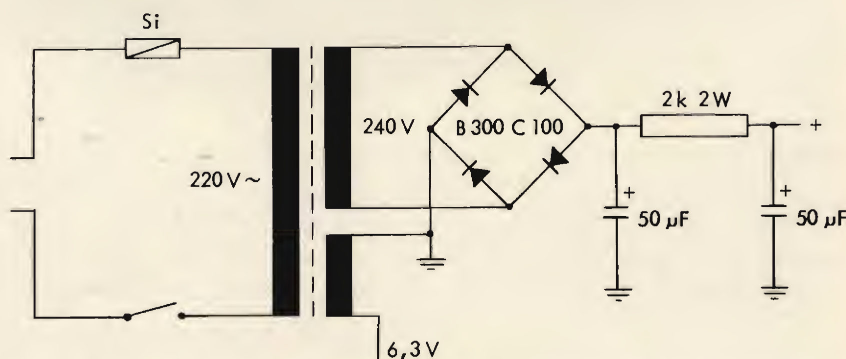


Fig. 8 - Schema elettrico dell'alimentatore per l'amplificatore stereofonico di cui alla figura 5.

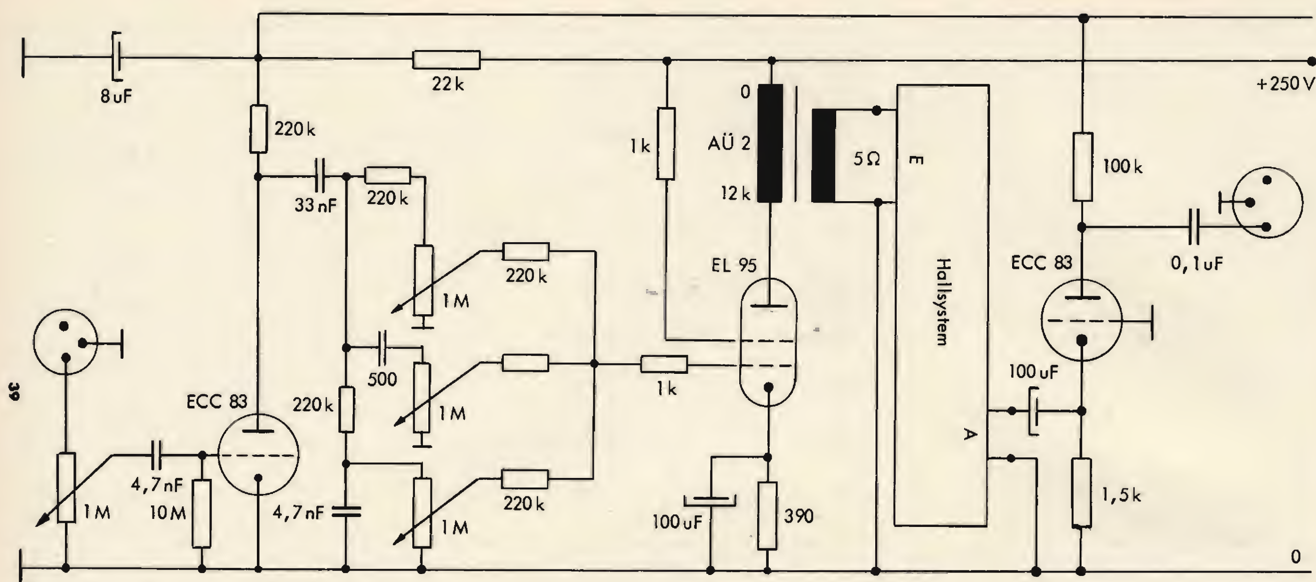


Fig. 9 - Schema elettrico dell'amplificatore-miscelatore antiriverbero a valvole.

mente, diverse gamme di frequenza.

Il circuito è semplice e può essere costruito senza difficoltà.

Descrizione del circuito

La tensione di bassa frequenza da smorzare (radio, microfono, giradischi) giunge, attraverso il comune regolatore di volume, allo stadio di ingresso (1/2 ECC 83) e viene qui amplificata.

I tre canali separati ricevono la tensione di bassa frequenza attraverso il condensatore di accoppiamento da 33 nF. Il regolatore superiore si riferisce ai toni intermedi, il secondo ai toni alti e il terzo ai toni bassi. La valvola finale EL 95 amplifica solo la bassa frequenza corretta nel suo andamento. Il trasformatore di uscita è collegato con il suo secondario all'ingresso del dispositivo di smorzamento. Il segna-

Fig. 10 - Vista superiore del circuito stampato relativo all'amplificatore di figura 9.



Fig. 11 - Fotografia dell'amplificatore-miscelatore visto dalla parte superiore.

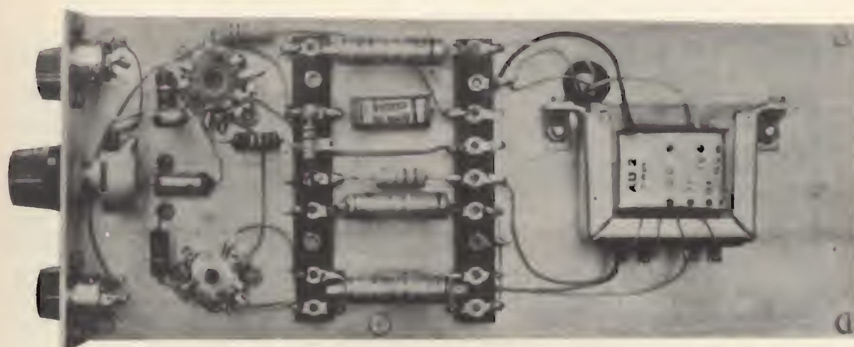


Fig. 12 - Fotografia dell'amplificatore miscelatore visto dalla parte inferiore.

le di bassa frequenza smorzato viene prelevato dal dispositivo di smorzamento e riportato al secondo triodo della ECC 83, attraverso un condensatore elettrolitico a bassa tensione. La valvola ECC 83 lavora in circuito con griglia a massa.

Alla presa di uscita può essere prelevata la tensione smorzata e riportata ad un amplificatore miscelatore.

Per la costruzione attenersi a quanto indicato nelle figure 10, 11, 12.

L'unità antiriverbero della HALL è del tipo Noris HS5 ed attualmente è difficilmente reperibile in Italia. Informazioni possono essere richieste alla Siemens che rappresenta la HALL.

Lista dei componenti

1 telaio 240 x 100 x 1,5 mm
1 mascherina frontale 100x100x1,5 mm
1 squadretta 100 x 10 x 10 x 2 mm
1 dispositivo di smorzamento HALL SIEMENS - NORIS HS5
1 trasformatore di uscita
1 zoccolo miniatura
4 manopole di rotazione
6 resistori da 220 kΩ
1 resistore da 100 kΩ
1 resistore da 22 kΩ
1 resistore da 10 MΩ
1 resistore da 1,5 kΩ
1 zoccolo Noval
1 schermo per Noval
1 valvola EL 95
1 valvola ECC 83
2 striscie a saldatura da 9 poli
2 boccole per transistori
1 guaina in gomma
2 spinotti per diodo a 3 poli
4 potenziometri da 1 MΩ
4 manopole di rotazione
6 resistori da 220 kΩ
1 resistore da 100 kΩ
1 resistore da 22 kΩ
1 resistore da 10 MΩ
1 resistore da 1,5 kΩ
2 resistori da 390 Ω
2 condensatori cilindrici da 4,7 nF
1 condensatore cilindrico da 33 nF
1 condensatore cilindrico da 0,1 μF
2 condensatori elettrolitici da 100 μF/15 V
1 condensatore a disco da 500 pF
1 condens. elettrolitico da 8 μF 350 V
Viti, dadi, filo a saldare, stagno.

PROGETTO PER UN OHMMETRO MODERNO

di Enrico LERCARI

Il calcolo d'un ohmmetro moderno può essere sintetizzato in poche semplici formule. Per avviare il procedimento sono necessari:

1° ig, corrente fondo scala in microampère del microampèrometro usato;
2° Rg, sua resistenza interna;
3° portate ohmmiche a realizzarsi;
4° resistenza esterna che s'intende misurare, Re, con la portata ohmx1, corrispondente alla lettura metà scala dell'istrumento, resistenza che deve coincidere con la resistenza interna Ri^{IV} del complesso ohmmetrico per questa portata. Per le altre portate, le Ri corrispondente, eguaglierà il prodotto della Ri^{IV} col fattore moltiplicatore di portata. Quindi:

per la portata ohmx1000, Ri' = $= Ri^{IV}$ x 1000;
per la portata ohmx100 , ri" = $= Ri^{IV}$ x 100;
per la portata ohmx10 , Ri''' = $= Ri^{IV}$ x 10.

In base alla sensibilità del microamperometro usato, si può stabilire a priori il numero delle portate.

Per compensare il progressivo consumo della pila, (abbassamento di tensione coll'uso e con l'invecchiamento), occorre porre in parallelo al microamperometro, una resistenza variabile compensatrice per annullare tale calo.

Naturalmente vi sono limiti alla compensazione.

Un 30% di compensazione è già un limite spinto, poiché l'ulteriore esaurimento della pila comporta con l'aumento della sua resistenza interna, la conseguente imprecisione nelle misure.

Come già precisato sopra, la resistenza interna dell'ohmmetro per ogni portata e per progetto, è uguale a quella resistenza esterna Re, che posta tra i puntali dell'ohmmetro, riduce la deflessione dello strumento a metà scala, cioè quando Ri = Re.

Alla portata massima si deve avere:

$$io' > ig + ic$$
$$ip = ig + ip \quad (1)$$

io' - corrente generale nel circuito dell'ohmmetro per la massima portata;
ig - corrente di fondo scala del microamperometro;
ic - corrente nella resistenza compensatrice;
ip - corrente totale nel gruppetto microamperometro-resistenza compensatrice;

La io' deve essere sempre maggiore della ip, per permetterci di realizzare la commutazione automatica di scala, senza contatti, delle portate. Spetta al progettista il di-

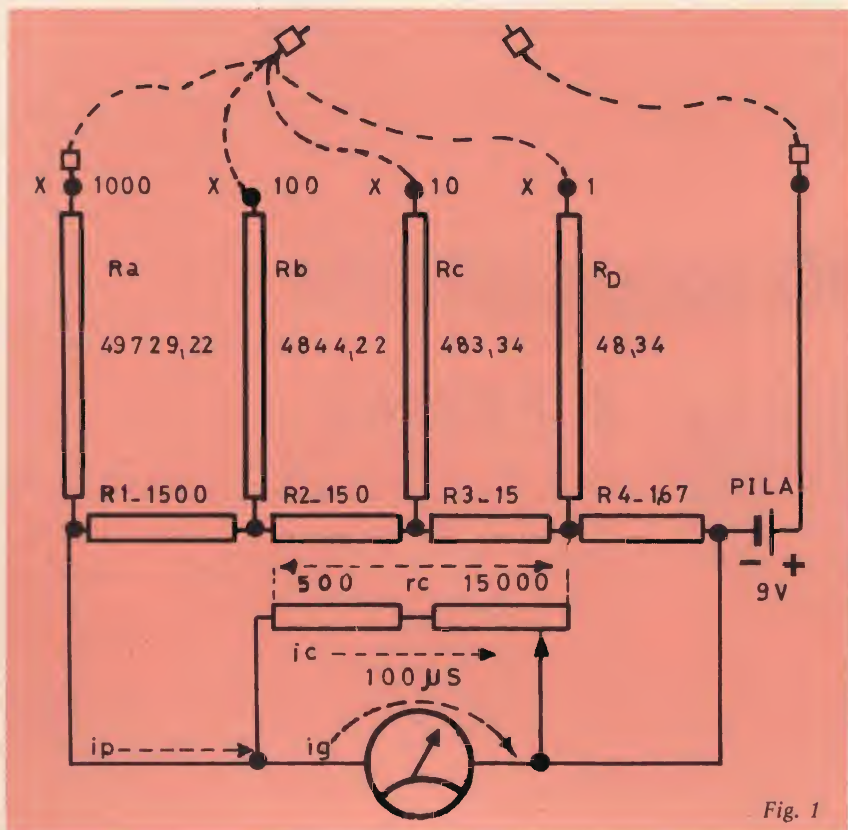


Fig. 1

mensionamento delle correnti in giuoco facendo perno sulla ig.

Chiamando la resistenza interna dell'ohmmetro, per la portata ohmx1000, Ri', diremo che essa si compone: d'una resistenza Ra riduttrice in serie, più il parallelo di Rg (resistenza interna del microamperometro), con rc (resistenza compensatrice), e la somma di R1+ +R2+R3+R4, somma, che per semplificare, chiameremo Rt, e cioè:

$$Ri' = Ra + \frac{1}{\frac{1}{Rg} \quad \frac{1}{rc} \quad \frac{1}{Rt}} \qquad (1)'$$

$$\frac{Ep}{ip} = io' \qquad (2)$$

Ep - tensione della pila in volt; io' - corrente totale nel circuito dell'ohmmetro.

Le resistenze: R1, R2, R3, R4, servono alle varie scale, in successione, per shuntare il gruppetto microampèrometro-resistenza compensatrice e, nell'alternarsi delle portate, inserirsi successivamente in serie, R4 esclusa.

Queste resistenze, ci evitano commutatori di portata, coi loro inconvenienti: scroscii, cattivi contatti, usura, costo, ingombro; e nello stesso tempo servono, oltre che per shunt di portata, anche da resistenze compensatrici di sensibilità di portata, in serie al microamperometro, con l'aumentare delle correnti in circuito per le portate più basse della massima, evitando così, di usare shunt ohmmicamente troppo bassi.

Se la resistenza interna del microamperometro non fosse conosciuta, essa può essere ricavata con una semplice misura. Una pila di 1,5 V (fig. 2a), chiusa su un potenziometro di valore piuttosto basso, (dai venti ai cinquanta ohm). Derivato tra il cursore del potenziometro ed un morsetto dello stesso, il nostro microamperometro in misura. Portare, variando il potenziometro, il microamperometro, fondo scala. Inserita quindi, una resistenza variabile nota in parallelo al microamperometro, portare la lettura di esso, a metà della scala variando questa resistenza. La semplice lettura della resistenza variabile, ci darà il valore di Rg del microamperometro. Occorre, nell'effettuare la misura, che la corrente nel potenziometro, sia almeno dalle 30 alle 50 volte la corrente di fondo scala del microampèrometro, ciò perché la sua corrente non alteri troppo la precisione del risultato.

Una misura precisa si ha col circuito di fig. 2b. Il potenziometro regolatore può essere di qualsiasi valore, supponiamo 5000 Ω. Lo strumento pilota M1 sarà posto in serie al microampèrometro in misura M2, e segnerà, con la sua deflessione, l'entità delle correnti in circuito. Portare, variando il potenziometro, M2 fondo scala. Posta la solita resistenza variabile e nota, in parallelo ad esso, aggiustandola, portare M2 a metà scala, mantenendo però la corrente di M1 costante, cioè quella di prima, (fondo scala di M2) agendo sul potenziometro se necessario. Quando M1 segnerà corrente costante, quella di fondo scala di M2, regolando la resistenza variabile e nota, si avrà con M2 a metà scala, leggendo il valore della resistenza tarata, la resistenza interna di M2. Ciò premesso, continuiamo il nostro calcolo.

COME CALCOLARE LA RC MINIMA

E' importante conoscere la rc minima da introdurre nelle formule che seguiranno. Tale computo è bene farlo dipendere dalle correnti che percorreranno il circuito a pila fresca ed a pila semiesaurita ad un limite consentito dal progetto, e dalle tensioni che opereranno su di esso, nelle stesse condizioni. Quindi dalla (2):

$$i_c = \frac{E_p - E_x}{Ri'} \qquad (2')$$

ic - corrente compensatrice in rc;
Ep - tensione della pila fresca;
Ex - tensione della pila al minimo consentito;
Ri' - resistenza totale del circuito alla portata ohmx-1000.

Il computo di Ex viene effettuato dal progettista tenendo conto di ciò che s'è già precedentemente detto in merito all'esaurimento della pila. Ex si ritiene generalmente tra il 70 e l'80% del valore della tensione a pila fresca.

La tensione attraverso il mi-

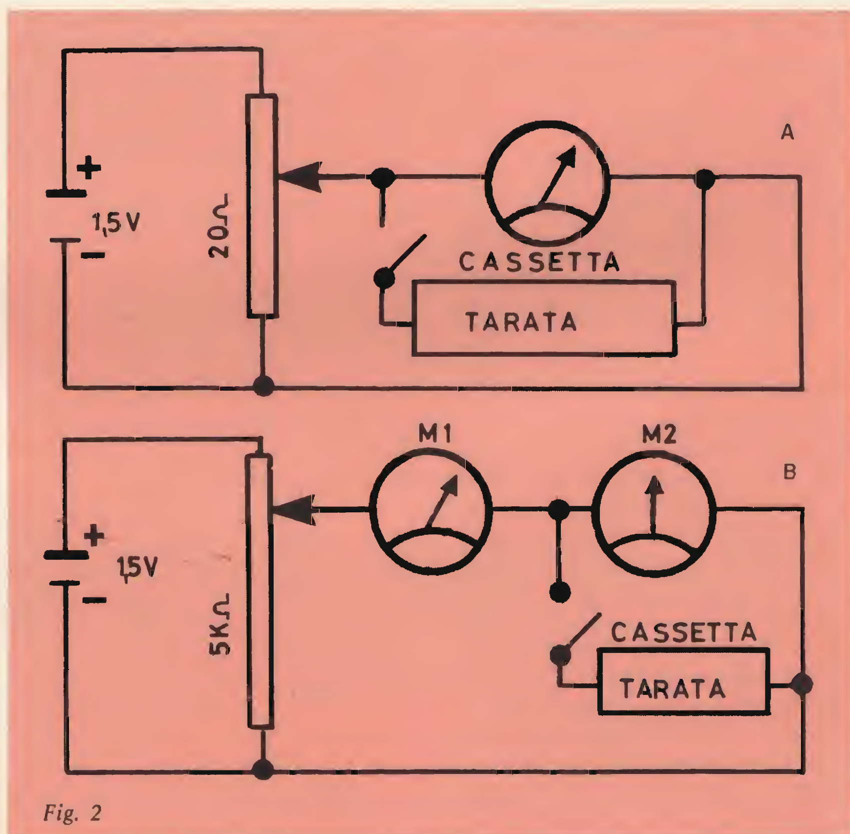


Fig. 2

croampèrometro per portare la sua corrente fondo scala è:

$$Vg = ig\ Rg \qquad (2'')$$

quindi:

$$r_c = \frac{Vg\ Ri'}{Ep - Ex} \qquad (2''')$$

Ciò chiarito, possiamo continuare tranquillamente il nostro progetto: chiamando,

$$\frac{i_o'}{i_p} = m \qquad (3')$$

$$R_p = \frac{Rg\ rc}{Rg + rc} \qquad (4')$$

$$R_1 + R_2 + R_3 + R_4 = Rt_1 \quad (5')$$

$$ip = i_g + i_c$$

m - rapporto tra la corrente generale nell'ohmmetro e la corrente i_p nel gruppetto;
Rp - resistenza complessiva del gruppetto Rg, rc in parallelo, gruppetto che rappresenta virtualmente lo strumento di misura;
Rt1 - resistenza shunt per la portata ohmx1000;
ip - corrente complessiva nel gruppetto dello strumento;
avremo tutti i dati necessari per calcolare la portata ohmx1000. Poniamo quindi l'equazione:

$$R_{t1}\ (io' - ip) = Rp\ ip$$

$$R_{t1} = \frac{R_p}{m - 1} \qquad (6')$$

$$R_R' = \frac{R_p}{m} \qquad (7')$$

$$R_A = Ri' - \frac{R_p}{m} \qquad (8')$$

Rr' - resistenza totale del parallelo tra Rg, rc, Rt1;
Ra - resistenza riduttrice in serie (fig. 1) per la portata ohmx1000;
A questo punto, per la portata ohmx1000, tutto ci è noto.

Passando il puntale dell'ohmmetro sulla seconda portata: ohmx100, automaticamente, la R1 viene passata in serie al gruppetto dello strumento, mentre le restanti resistenze della serie che chiameremo Rt2 = = R2 + R3 + R4 rimarranno in parallelo a R1 + il gruppetto in parola. Soddisferemo così all'equazione:

$$\left(\frac{R_p}{m - 1} - R_1\right)(10\,m - 1)\ ip = (Rp + R_1)\ ip$$

$$10\ \frac{io'}{ip} = 10\ m \qquad (3'')$$

10 io' = io" - corrente generale nel circuito per la portata ohmx100;
quindi:
Risolvendo per R1, Rp2, Rt2, Rr", Rb, avremo:

$$R_1 = \frac{9}{10}\ \frac{R_p}{(m - 1)} \qquad (9')$$

$$R_{p2} = \frac{R_p}{10}\ \frac{10\,m - 1}{(m - 1)} \qquad (4'')$$

$$R_{t2} = R_2 + R_3 + R_4 = \frac{R_p}{10\ (m - 1)} \qquad (6'')$$

$$R_R'' = \frac{R_p}{(m - 1)}\ \frac{10\,m - 1}{10\ m} \qquad (7'')$$

$$R_b = Ri'' - R_R'' \quad (8'')$$

Rb - resistenza riduttrice in serie per la portata ohmx100;
Rr" - resistenza complessiva del parallelo tra Rp2, Rt2;
Procedendo analogamente per le altre portate e chiamando:
Ra - resistenza riduttrice serie per la portata ohmx1000;
Rb - resistenza riduttrice serie per la portata ohmx100;
Rc - resistenza riduttrice serie per la portata ohmx10;
Rd - resistenza riduttrice serie per la portata ohmx1;
potremo raccogliere tutto il calcolo dell'ohmmetro in una tabella:

$R_p = \frac{1}{\frac{1}{Rg}\ \ \frac{1}{rc}}\ (4')$		
$R_1 = \frac{9}{10}\ \frac{R_p}{m - 1}\ (9^{I})$	$R_R^{I} = \frac{R_p}{m}\ (7^{I})$	$R_A = R_i^{I} - R_R^{I}\ (8^{I})$
$R_2 = \frac{9}{100}\ \frac{R_p}{m - 1}\ (9^{II})$	$R_R^{II} = \frac{R_p}{10m}\ \frac{10\,m - 1}{m - 1}\ (7^{II})$	$R_b = R_i^{II} - R_R^{II}\ (8^{II})$
$R_3 = \frac{9}{1000}\ \frac{R_b}{m - 1}\ (9^{III})$	$R_R^{III} = \frac{R_p}{10_4 m}\ \frac{100\ m - 1}{m - 1}\ (7^{III})$	$R_c = R_i^{III} - R_R^{III}\ (8^{III})$
$R_4 = \frac{1}{1000}\ \frac{R_p}{m - 1}\ (9^{IV})$	$R_R^{IV} = \frac{R_p}{10^6 m}\ \frac{1000\ m - 1}{m - 1}\ (7^{IV})$	$R_d = R_i^{IV} - R_R^{IV}\ (8^{IV})$

Esempio pratico:
Vogliasi realizzare un ohmmetro del tipo studiato, utilizzando un microampèrometro 100 µA fondo scala, Rg = 500 Ω; alimentazione pila a 9 V. Volendo leggere a metà scala del microamperometro per la portata ohmx 1,50 Ω, la Ri^{IV} di conseguenza dovrà essere 50 Ω. Iniziamo il calcolo con la portata ohmx1000. Volendo utilizzare la tensione della pila fino al 72% della sua tensione massima, avremo per Ex = 6,5 V. Calcoliamo quindi subito la rc minima, essenziale per il nostro calcolo. Quindi (2")

$$\frac{9 - 6{,}5}{5000} = 1000\ \Omega.$$

Di conseguenza:

dalla (4') R_p = 333,34
dalla (3') m = 1,2
R_i^{I} = 50.000 Ω
R_i^{II} = 5.000 Ω
R_i^{III} = 500 Ω
R_i^{IV} = 50 Ω
i_g = 100 µA
i_c = 50 µA
i_o^{I} = 180 µA
i_o^{II} = 1.800 µA
i_o^{III} = 18.000 µA
i_o^{IV} = 180.000 µA
r_c = 1.000 Ω pila 9 V
r_g = 500 Ω
dalla (9^{I}) R_1 = 1.500 Ω
dalla (9^{II}) R_2 = 150 Ω
dalla (9^{III}) R_3 = 15 Ω
dalla (9^{IV}) R_4 = 1,67 Ω
dalla (7^{I}) R_R^{I} = 277,8 Ω
dalla (7^{II}) R_R^{II} = 152,78 Ω
dalla (7^{III}) R_R^{III} = 16,67 Ω
dalla (7^{IV}) R_R = 1,66 Ω
dalla (8^{I}) $R_i^{I} - R_R^{I}$ = = R_A = 49722,22 Ω
dalla (8^{II}) $R_i^{II} - R_R^{II}$ = = R_b = 4844,22 Ω
dalla (8^{III}) $R_i^{III} - R_R^{III}$ = = R_c = 483,34 Ω
dalla (8^{IV}) $R_i^{IV} - R_R^{IV}$ = = R_d = 48,34 Ω

Abbiamo riportato sullo schema dell'ohmmetro (fig. 1), i dati calcolati.

TARATURA DEL MICROAMPEROMETRO

In fig. 3 è rappresentato il quadrante d'un microamperometro da 100 µA fondo scala. Tracciando

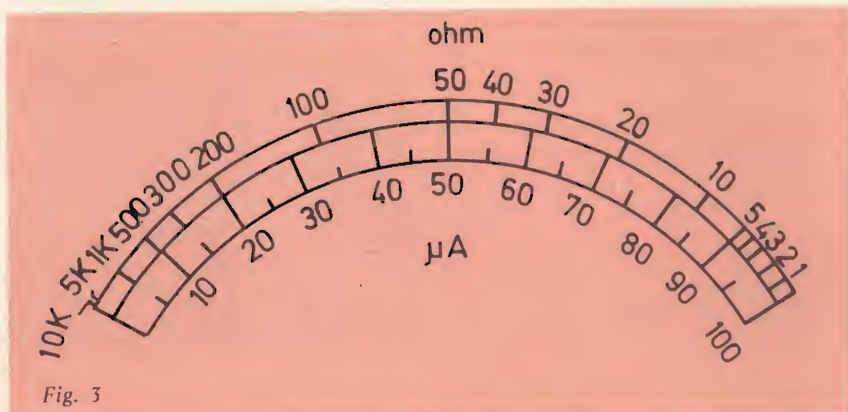


Fig. 3

un'altra scala superiore alla scala originale in microampère, potremo collocare in essa gli ohm corrispondenti. La nuova scala in ohm potrà essere tracciata per punti. Portando il puntale sulla scala ohmx1, azzerando e controllando tra una misura e l'altra l'azzeramento, introdurre tra i puntali dell'ohmmetro resistenze esterne note e precise. Segnare sulla nostra scala in ohm, i punti loro corrispondenti, e compilando in questo modo il quadrante in ohm. Per le altre scale valgono i poteri moltiplicatori.

La taratura può anche essere effettuata a calcolo, basandosi, per la sua compilazione, su una formula che ci dia i microampère per ogni virtuale resistenza esterna inserita. Tale formula è la seguente:

$$ig = \frac{E_p}{(R_i^{IV} - R_E)\ 1000mk} \quad (11)$$

(11) Il risultato della quale è in microampère corrispondenti nella portata ohmx1, a resistenze applicate virtualmente.

In questa formula:
m è la solita (3') e k = ip/ig
Re - resistenza esterna virtualmente applicata;
Ri^{IV} - resistenza interna dell'ohmmetro per la portata ohmx1;

Dividendo la formula (11) in due parti, una costante per un dato tipo d'istrumento, ed una variabile con la resistenza esterna, potremo facilmente trovare i microampère corrispondenti a dei supposti ohm applicati. Quindi:

$$\text{Costante} = \frac{E_p}{1{,}2 \cdot 1{,}5 \cdot 1000} = \frac{9}{1{,}2 \cdot 1{,}5 \cdot 1000} = 5000.$$

Costante, che per i valori dell'esempio di calcolo da noi impostato sarà:

C = 5000.

Per la parte variabile avremo:

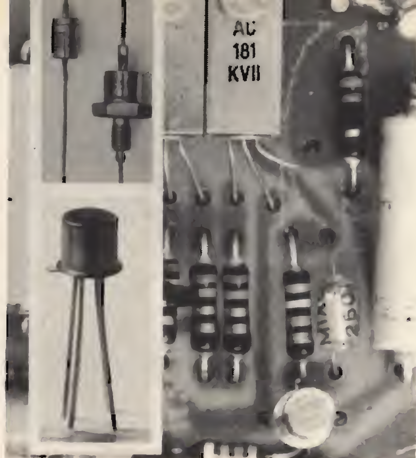
$$\frac{1}{R_i^{IV} + R_E}$$

Supponendo di variare Re, potremo compilare una tabella da riportarsi sul quadrante dello strumento in coincidenza coi microampère calcolati, che corrisponderebbero agli ohm esterni applicati:

ohm	0	=	100 µA
ohm	1	=	98 µA
ohm	2	=	96 µA
ohm	3	=	94,3 µA
ohm	4	=	92,6 µA
ohm	5	=	91 µA
ohm	6	=	89,2 µA
ohm	10	=	83,3 µA
ohm	15	=	76,9 µA
ohm	20	=	71 µA
ohm	30	=	62,5 µA
ohm	40	=	55,5 µA
ohm	50	=	50 µA
ohm	60	=	45,4 µA
ohm	70	=	41,7 µA
ohm	100	=	33,4 µA
ohm	200	=	20 µA
ohm	300	=	14,9 µA
ohm	500	=	9,1 µA
ohm	1.000	=	4,7 µA
ohm	2.000	=	2,4 µA
ohm	10.000	=	0,5 µA

Compilando così integralmente il quadrante dello strumento, abbiamo terminato la nostra fatica. La lettura degli ohm applicati all'esterno sarà diretta per tutte le portate.

schemi



a cura di I. MASON

POSSIBILITÀ ED APPLICAZIONI DEI SEMICONDUTTORI

1 CARICA BATTERIE CON CELLULE SOLARI

La tensione che si può ricavare da un fotoelemento, quando viene illuminato dipende dall'intensità della luce e dal carico applicato.

Mediante collegamenti serie e parallelo di vari fotoelementi di identico tipo, per esempio BPY 45, si può moltiplicare la potenza elettrica utilizzabile, realizzando una batteria solare.

Se si vuole sfruttare questa energia per alimentare una qualsiasi apparecchiatura, data la sensibile variabilità della tensione di uscita, è necessaria una batteria in tampone.

Questa batteria può venire caricata solo se la tensione ricavata dai fotoelementi è maggiore di quella della batteria, pertanto solo con medie intensità di il-

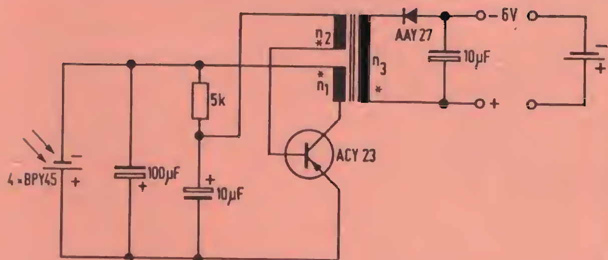


Fig. 1

*** Punti a eguale polarità**

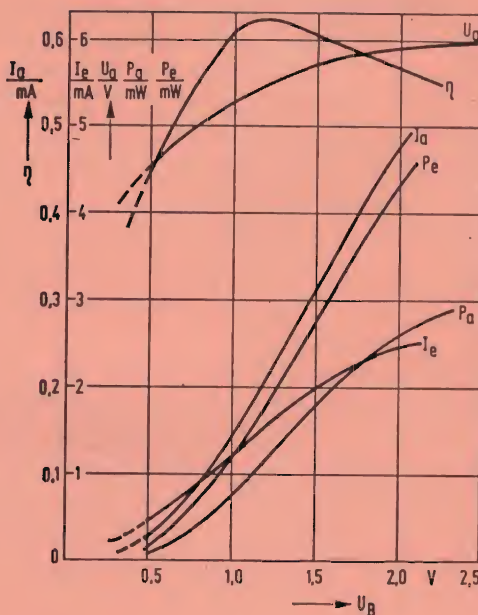


Fig. 2

Dati del convertitore in funzione della tensione U_{solare}

I_e = corrente d'ingresso
I_a = corrente d'uscita
P_e = potenza d'entrata
P_a = potenza d'uscita
U_a = tensione d'uscita
η = rendimento

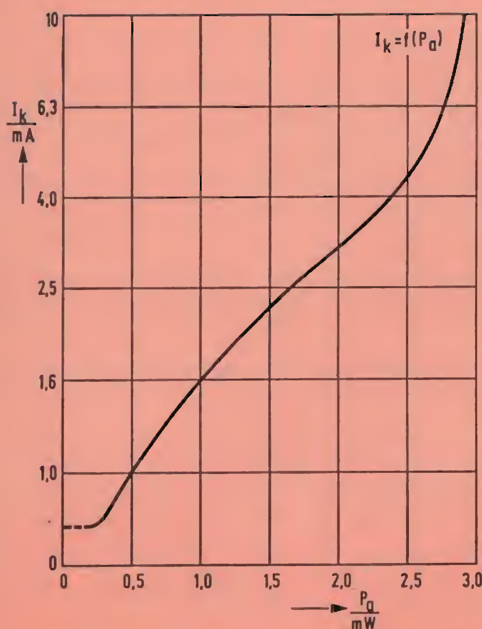


Fig. 3

I_k = corrente di corto circuito in funzione della potenza di uscita P.

luminazione. Questa limitazione può venire ovviata interponendo un convertitore a transistore con schema a singolo stadio di blocco; questo ha la proprietà di cedere all'utilizzatore, nella fase di blocco, l'energia immagazzinata nel trasformatore pertanto, la tensione di uscita non dipende dalla tensione di entrata e viene adattata secondo il fabbisogno.

Nel dimensionamento del convertitore si deve scegliere un rapporto di pulsazione inserito-disinserito il maggiore possibile poiché la pausa (fase di blocco) influisce sul peggioramento del rendimento.

La fig. 1 mostra lo schema per la ricarica di una batteria di 5 celle Deac mediante 4 elementi solari tipo BPY 45 collegati in serie, tramite un convertitore come sopra specificato.

In fig. 2 e 3 è indicato l'andamento delle curve relative alle correnti e alle potenze di uscita. L'intensità di illuminazione necessaria è stata espressa indirettamente mediante la corrente di corto circuito Ik del fotoelemento, con questa grandezza non si considerano le caratteristiche di dispersione degli elementi e la colorazione della luce.

Dati tecnici:	
Tensione di batteria:	**0,5 sino 2 V**
Assorbimento di corrente:	**≤ 2,5 mA**
Frequenza di oscillazione:	**circa 10 kHz**
Rendimento:	**circa 0,6**
Trasformatore:	**Nucleo in ferrite a olla ∅ 18 mm tipo B 65561, traferro 0,17 mm**
Avvolgimenti:	**n1 = 270 spire ∅ = 0,1**
	n2 = 60 spire ∅ = 0,08
	n3 = 1000 spire ∅ = 0,05

2 REGOLATORE DI TONI PER AMPLIFICATORE HI-FI

Una disposizione di filtri correttori di toni adatta per amplificatori Alta fedeltà è riportata in fig. 4, costituita da due commutatori con filtri passa-basso e passa-alto e uno stadio variatore di impedenza. Con ambedue i commutatori si possono ottenere 16 diversi andamenti di frequenza come indicato nel grafico a fig. 5.

Con il potenziometro da 50 kΩ è possibile una supplementare regolazione dei toni bassi.

I vantaggi di questo circuito si possono rilevare nei seguenti punti:

a) la frequenza base nell'esaltazione delle frequenze basse può venire spostata. Le frequenze più basse come pure le alte che, frequentemente per le caratteristiche dell'altoparlante e del locale risulterebbero indebolite, possono venire esaltate senza influenzare le frequenze intermedie.

b) maggiore precisione del bilanciamento nell'impiego stereo, più facilmente ottenibile che con i normali potenziometri.

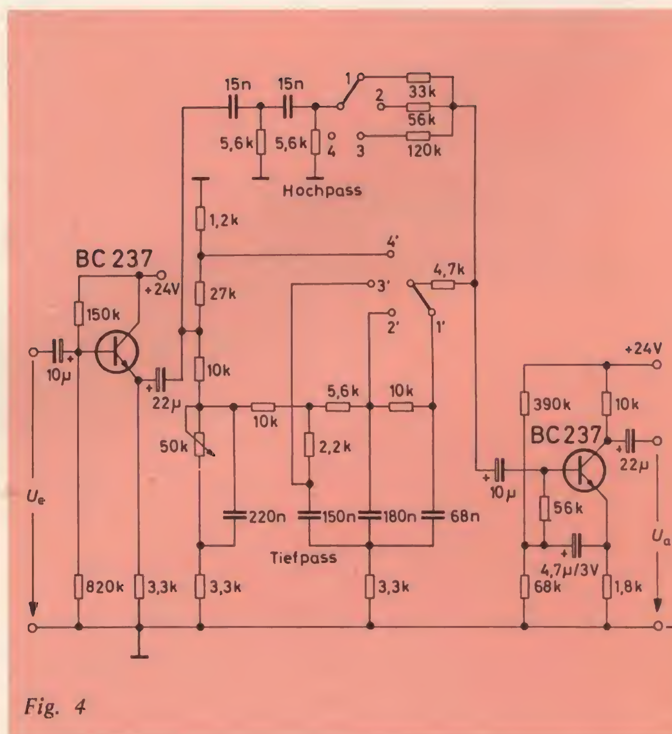


Fig. 4

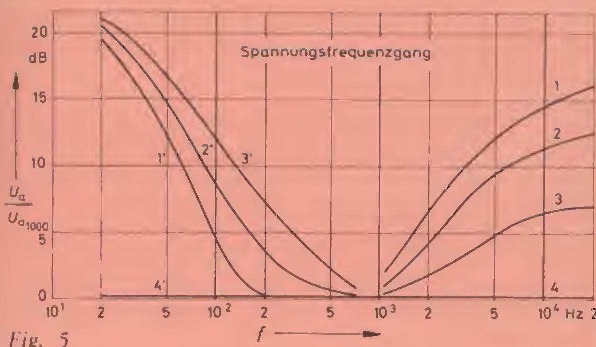


Fig. 5

L'amplificazione delle frequenze basse varia da 4 sino a 8,5 dB/ottava, quella delle frequenze alte da 3 sino a 5 dB/ottava.

Dati tecnici:	
Tensione di alimentazione:	**24 V**
Corrente di esercizio:	**3,5 mA**
Amplificazione di tensione:	**−15 dB**
Resistenza di ingresso:	**135 kΩ**
Massima tensione di ingresso:	**7,7 V**
Resistenza di uscita:	**10 kΩ**
Massima tensione di uscita:	**1,5 V**
Massima esaltazione della frequenze basse:	**20 dB**
Massima esaltazione delle frequenze alte:	**16 dB**

3 COMANDO LUMINOSO A FOTOTRANSISTORE

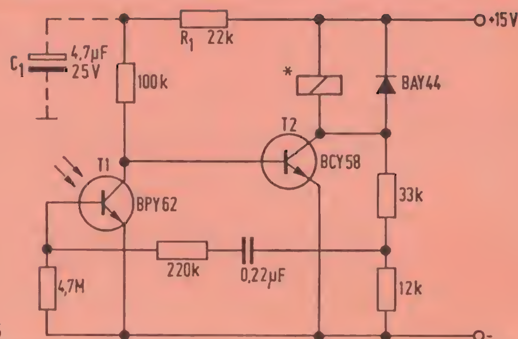


Fig. 6

In fig. 6 è riportato lo schema di un comando fotoelettrico a barriera di luce.

Allo stato di riposo, fototransistore illuminato, questo è in conduzione mentre il transistore T2 è interdetto, di conseguenza il relè è diseccitato.

Alla interruzione del raggio luminoso il relè si attira. Onde garantire una sicura attrazione del relè lo schema è realizzato come un multivibratore monostabile con un tempo di attrazione di 50 ms e un tempo di caduta di 0,4 sino 1,8 s. Questo tempo di caduta del relè é dipendente anche dalla luminosità della lampada.

Interruzioni del raggio luminoso di 100 ms provocano ancora la commutazione del relè.

Il diodo BAY 44 serve a cortocircuitare le correnti di autoinduzione che si creano nella bobina del relè di commutazione.

Dati tecnici:	
Tensione di alimentazione:	**15 ± 3 V**
Sensibilità di intervento:	**< 100 lux**
Tempo di attrazione:	**< 50 ms**
Tempo di caduta del relè:	**0,4 sino 1,8 s**
Tempo di rispristino per successivo intervento:	**2 s**

4 ALIMENTATORE STABILIZZATO 22V - 150mA

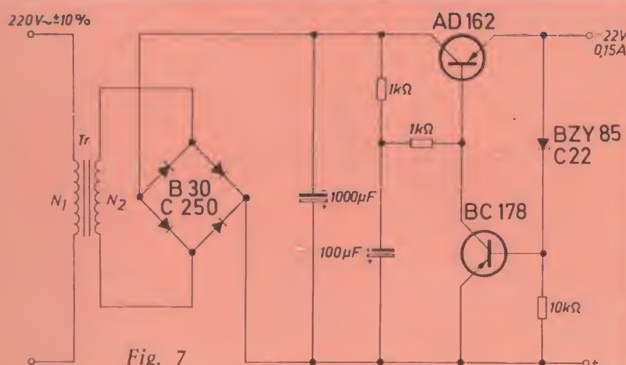


Fig. 7

Un alimentatore a tensione stabilizzata con una semplice regolazione serie è illustrato in figura 7.

La tensione di uscita corrisponde circa alla tensione di Zener del diodo Zener impiegato.

Dati Tecnici:	
Tensione di alimentazione:	**220 V ± 10% - 50 Hz**
Tensione di uscita:	**22 V**
Corrente di uscita:	**150 mA**
Tensione di ondulazione residua:	**< 2 mV**
Massima temperatura ambiente ammissibile:	**45 °C**
Resistenza termica del dissipatore per il transistore AD162:	**15 °C/W**
Trasformatore:	
	Lamelle al silicio a EI lato 48 mm x 48 mm spessore 0,35 mm montati incrociati spessore pacco 16 mm
Avvolgimenti:	**N 1 = 3400 spire Ø 0,1**
	N 2 = 600 spire Ø 0,25
	Strato isolante tra N1 e N2

5 STADI FINALI DI POTENZA CON CARICO INDUTTIVO

Nella commutazione di carichi induttivi, relè o elettromagneti ecc., si presentano sul transistore finale dei picchi di tensione che possono essere di valore superiore alla massima tensione ammissibile del transistore.

Come protezione del transistore comunemente si usa applicare un diodo in parallelo al carico.

Se lo stadio finale lavora a collettore comune può essere eliminata la protezione con il diodo ed è sufficiente una combinazione di resistenze per limitare la sovratensione; sul valore di questa contribuisce anche la durata del tempo di commutazione.

Possiamo analizzare il fenomeno con le figure 8 e 9.

Nello schema di fig. 8 nell'instante t = 0 scorre una corrente di comando sulla base del transistore T1 che è $- I_B > 0$.

Il transistore T1 è in conduzione e porta in saturazione il transistore T2, il carico sull'emettitore è pertanto percorso dalla corrente.

Nell'istante t = t1 viene tolta la corrente di comando I_B (vedi figura 9), il transistore T1 risulta ora bloccato e il transistore T2, nel caso di carico perfettamente ohmmico, sarebbe pure disinserito. Questi rimane però in conduzione poiché la forza controelettromotrice che si crea nella induttanza del relè pilota ancora il transistore attraverso il resistore R1.

La salita della tensione di autoinduzione viene limitata dalla combinazione di R1 e R_{BE} ad un valore V'_Z e al transistore risulta applicata una tensione Vce = V batt + V'_Z. Il limite di tensione V'_Z dipende dalla tensione Vbe (Vbe = f (Ic)) e dalla amplificazione di corrente (B = f (Ic)) del transistore T2 e non rimane costante durante il completo decorso della disinserzione.

I valori di V'_Z di ts (tempo di durata della scarica), e della energia dissipata nel transistore in quel determinato tempo di scarica possono essere calcolati con espressioni matematiche.

Un esempio pratico come esposto in figura 10 e 11 può mettere in evidenza le possibilità di limitazione della tensione sullo stadio finale; nell'esempio il carico è costituito da una elettrovalvola con L = 8 mH, il transistore finale è un doppio transistore a circuito Darlington (BDY 87), che, dato il suo elevato fattore

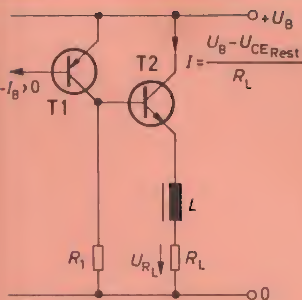


Fig. 8

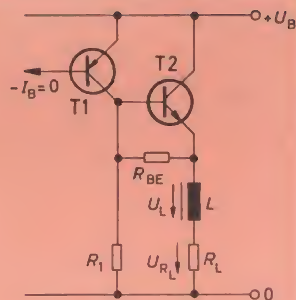


Fig. 9

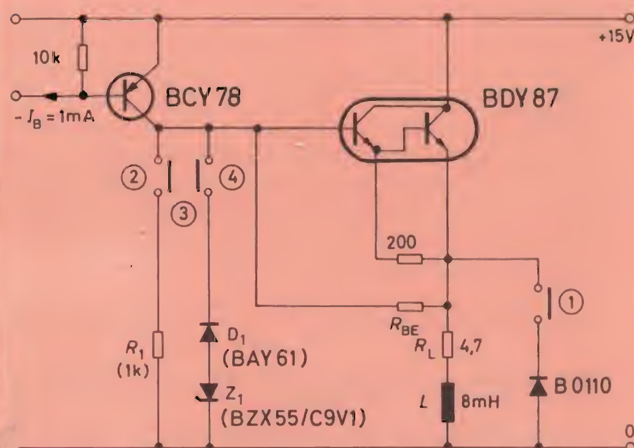


Fig. 10

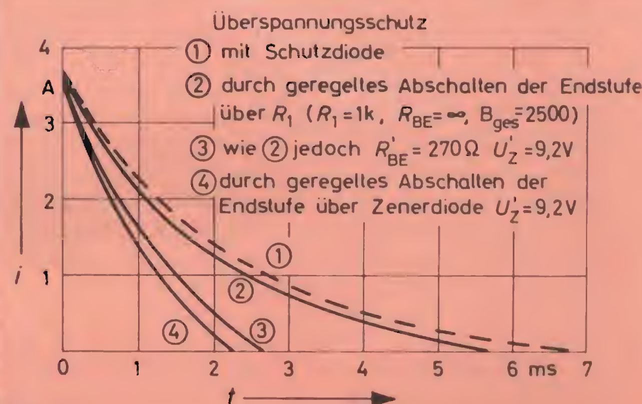


Fig. 11

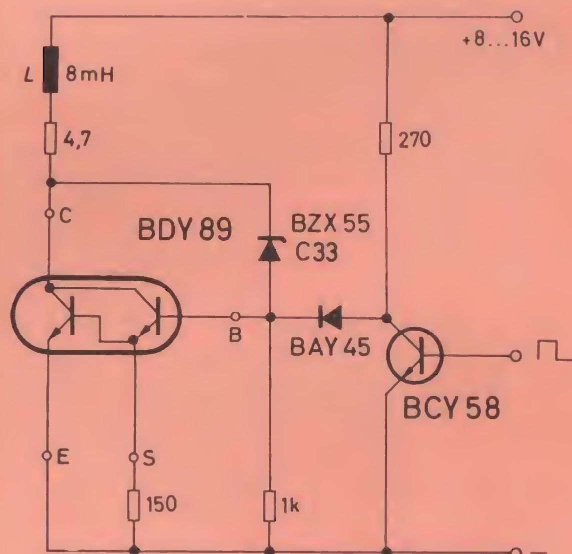


Fig. 12

di amplificazione, permette di usare i rimanenti componenti a bassa dissipazione.

Il grafico di fig. 11 indica l'andamento dei valori istantanei della corrente di disinserzione nel tempo riferiti ai diversi sistemi di protezione. La curva (1) si riferisce ad una protezione normale con diodo, è evidente la maggiore durata della corrente prima di estinguersi, la curva (2) è relativa al circuito con resistenze ($R1 = 1K$, $R_{BE} = \infty$), le curve (3) e (4) si riferiscono ad una variante più efficace mediante l'impiego di un diodo Zener che limita il valore di V'_Z a 9,2 V.

Il principio della protezione con diodo Zener offre vantaggi anche con il transistore finale collegato a emettitore comune, come illustrato nello schema di fig. 12.

L'accoppiamento al prestadio di amplificazione è stato realizzato in questo caso tramite un diodo (BAY 45), questo perché altrimenti una parte della corrente del diodo Zener verrebbe chiusa in corto circuito attraverso il transistore del prestadio; ciò avrebbe come logica conseguenza il pericolo di portare alla distruzione il diodo Zener.

6 REGOLAZIONE DI POTENZA CON SERIE DI IMPULSI

Nello schema di fig. 13 il carico Pa di 1,2 KW è inserito dal Triac, Tc e regolato mediante serie di impulsi di comando al Triac stesso; il circuito è particolarmente adatto per alimentazione di forni elettrici, piastre di cottura, saldatrici ecc.

La potenza è regolabile in continuità fra il 2 e 96% con l'aiuto del potenziometro P1 che varia il tempo percentuale di inserzione del generatore di impulsi. Questo è un multivibratore astabile che inserisce il transistore di ingresso T3 sul comando del Triac con un prefissato rapporto di pulsazione nei limiti indicati.

La frequenza del generatore di impulsi determina la sequenza delle inserzioni dell'utilizzatore si regola secondo la sua costante di tempo termica.

Il valore dei condensatori C5 e C6 determinano, come viene precisato nei dati tecnici, la sequenza degli impulsi.

Il condensatore C3 ritarda l'inserzione del transistore T3 e sopprime ogni impulso non regolare. Con una improvvisa inserzione del T3 fuori dal passaggio del Triac per il punto zero sarebbe egualmente inserito il circuito differenziatore.

Dati Tecnici:	
Tensione di rete:	**220 V ~ ± 10%**
Massimo carico (ohmmico):	**1,2 kW**
Treno d'onde sinusoidali di comando:	**2 sino 96%**
Sequenza degli impulsi:	
	C5, C6 = 50 µF T = 30 s
	C5, C6 = 1 µF T = 0,6 s
	C5, C6 = 0,15 µF T = 0,05 s
Triac Tc:	**tipo TX C01 A 60**
Regolatore di potenza:	**potenziometro P1 da 500 kΩ**

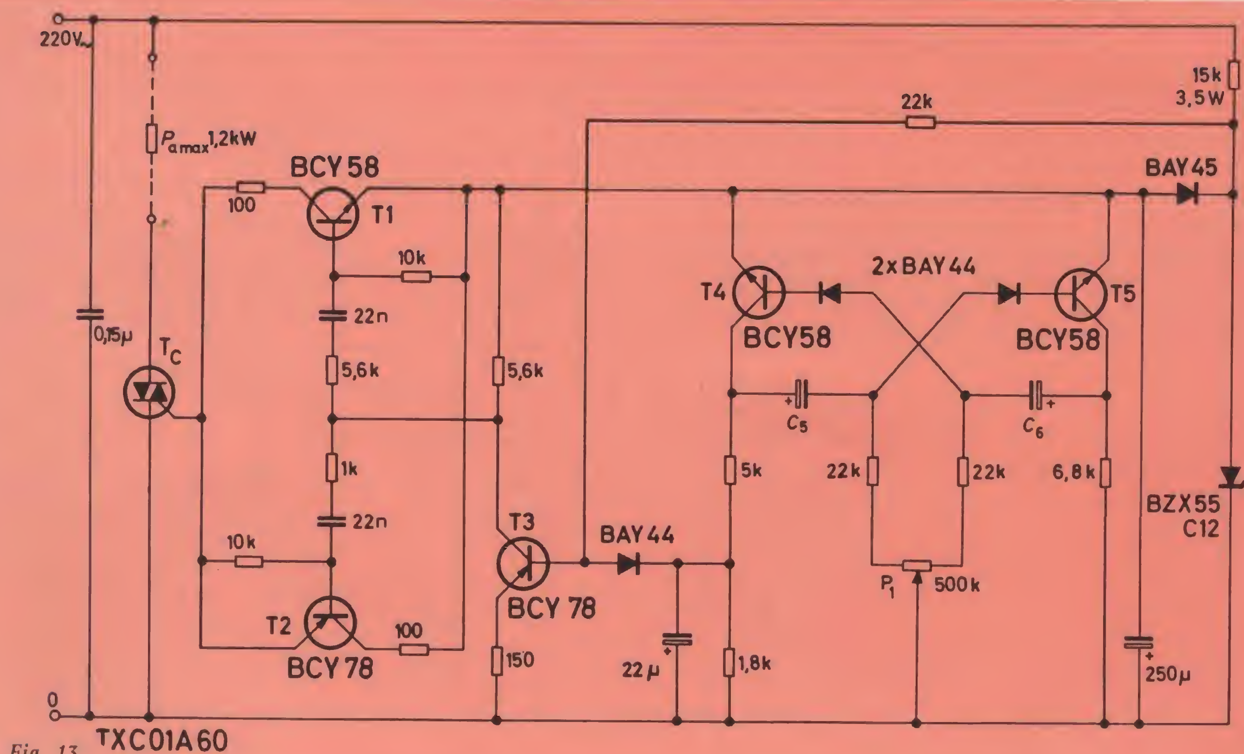


Fig. 13

7 AMPLIFICATORE BF IN CLASSE A DA 3W

La figura 14 raffigura lo schema di un amplificatore di bassa frequenza in classe A con trasformatore di uscita.

Per lo stadio finale è stato previsto il doppio transistore a circuito Darlington, tipo BDY88, nel prestadio il BC148.

Con questi due transistori si può realizzare un economico amplificatore in cui non deve venire regolata la corrente di riposo, esso è dimensionato in modo che possa venire alimentato anche da batteria a 12 V. La sua sensibilità d'ingresso rende possibile il suo collegamento con i diodi rivelatori di un radioricevitore.

Dati Tecnici:

Tensione di alimentazione:	**14 V (12 ÷ 15 V)**
Assorbimento di corrente:	**0,65 A**
Potenza nominale di uscita (k = 10%):	**3 W**
Resistenza di carico:	**4 Ω**
Tensione nominale d'ingresso:	**35 mV**
Resistenza d'ingresso:	**12 kΩ**
Curva di frequenza (Pu = 1 W; — 3 dB):	**60 Hz ÷ 16 kHz**
Amplificazione di potenza:	**75 dB**
Rapporto segnale-disturbo (riferito a 100 mW):	**68 dB**
Resistenza termica del dissipatore per il BDY 88 (Tamb. max = 60 °C)	**5 °C/W**
Trasformatore:	**nucleo a lamelle al silicio a EI da 60 x 60 mm, traferro: mm 1**
avvolgimenti:	
	n1 = 117 spire ∅ 0,55 mm
	n2 = 144 spire ∅ 0,75 mm
	n3 = 117 spire ∅ 0,55 mm

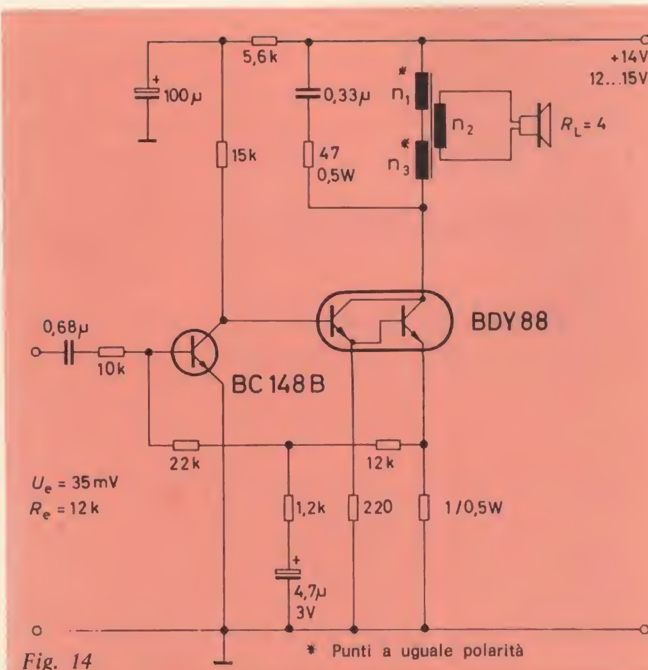


Fig. 14

La corrente di riposo del transistore finale viene controllata attraverso il resistore di emettitore da 1 Ω dal transistore del prestadio; essa, in prevalenza, dipende dalla tensione base-emettitore del transistore BC148.

La deriva per temperatura di questa tensione di circa —2mV/°C abbassa la corrente di riposo all'aumentare della temperatura ambiente di 0,3%/°C e agisce in senso opposto al sovraccarico termico del transistore finale.

Estratto dalla pubblicazione Halbleiter-Schaltbeispiele 1971/72 della Siemens Aktiengesellschaft

equivalenze dei transistori

Continuiamo in questo numero la pubblicazione di una serie di tabelle di equivalenza fra semiconduttori di diversa fabbricazione e semiconduttori di produzione Siemens. In particolare saranno presentate equivalenze di transistori europei, americani e giapponesi; diodi americani ed europei; circuiti integrati logici, operazionali, lineari e MOS.

La stesura delle tabelle è stata fatta in ordine alfabetico in modo da consentire una pratica consultazione.

Le precedenti tabelle sono state pubblicate nel fascicolo 6/1972.

TIPO	EQUIVALENTE SIEMENS	TIPO	EQUIVALENTE SIEMENS	TIPO	EQUIVALENTE SIEMENS
BCY 59	BCY 59	**BD 137**	BD 137	**BF 123**	(BF 173)
VII, VIII, IX, X	VII, VIII, IX, X	**BD 138**	BD 138	**BF 125**	(BF 173)
BCY 59	BCY 59	**BD 139**	BD 139	**BF 127**	BF 167
A, B, C, D	VII, VIII, IX, X	**BD 140**	BD 140	**BF 134**	(BFX 62)
BCY 70	BCY 79 VII	**BD 141**	(BD 130)	**BF 136**	(BFX 60)
BCY 71	BCY 79 VIII	**BD 142**	BD 130	**BF 138**	(BFX 60)
BCY 72	BCY 78 VII	**BDY 10**	BUY 55 - -4	**BF 140 (D)**	BF 178
BCY 78	BCY 78	**BDY 11**	BDY 39	**BF 152**	(BFX 62)
VII, VII, IX, X	VII, VIII, IX, X	**BDZ 12 B, C, D**	BDY 12 - 6 10, 16	**BF 153**	(BF 185)
BCY 78	BCY 78	**BDY 13 B, C, D**	BDY 13 - 6. 10, 16	**BF 154**	(BF 185)
A, B, C, D	VII, VIII, IX, X	**BDY 15 A, B**	BDY 12 - 10,16	**BF 155**	(BFX 62)
BCY 79	BCY 79	**BDY 16 A, B**	BDY 13 - 10,16	**BF 156**	(BF 178)
VII, VII, IX, X	VII, VIII, IX, X	**BDY 17**	BD 130	**BF 157**	(BF 178)
BCY 79	BCY 79	**BDY 18**	(BD 130)	**BF 158**	BF 173
A, B, C, D	VII, VIII, IX	**BDY 19**	(BD 130)	**BF 159**	BF 173
BCY 85	(BC 141 - 10)	**BDY 20**	BD 130, 2N 3055	**BF 160**	BF 185
BCY 86	(BC 140 - 16)	**BDY 23**	BUY 55	**BF 161**	(BFX 62)
BCZ 10	BCY 27	**BDY 24**	BUY 55	**BF 162**	(BFX 62)
BCZ 11	BCY 28	**BDY 25**	BUY 55	**BF 163**	(BF 167)
BCZ 12	BCY 29	**BDY 26**	BU 210	**BF 164**	(BF 167)
BCZ 13	BCY 27	**BDY 27**	BU 210	**BF 165**	(BF 185)
BCZ 14	BCY 28	**BDY 28**	BU 211	**BF 166**	(BFX 62)
BD 106 A	BD 109 - 10	**BDY 34**	(BD 137)	**BF 167**	BF 167
BD 106 B	BD 109 - 16	**BDY 38**	BD 130	**BF 168**	BF 173
BD 107 A	BDY 13 - 10	**BDY 53**	BUY 55 - 4	**BF 169**	(BF 115)
BD 107 B	BDY 13 - 16	**BDY 54**	BUY 56 - 4	**BF 169 R**	(BF 115)
BD 111	BDY 39	**BDY 55**	BUY 55 - 4	**BF 173**	BF 173
BD 112	BDY 39	**BDY 56**	BUY 55 - 4	**BF 174**	BF 178
BD 113	BDY 39	**BDY 57**	(BUY 55 - 4)	**BF 175**	(BF 167)
BD 115	BF 179 C	**BDY 58**	(BUY 55 - 4)	**BF 176**	(BF 173)
BD 116	BDY 13	**BDY 60**	(BUY 55 - 6)	**BF 177**	BF 177
BD 117	BDY 39	**BDY 61**	(BUY 55 - 6)	**BF 178**	BF 178
BD 119	(BU 111)	**BDY 62**	(BUY 55 - 6)	**BF 179**	BF 179
BD 120	(BU 110)	**BF 108**	BF 178	**BF 179 A**	BF 179 A
BD 121	(BDY 12 - 6)	**BF 109**	BF 178	**BF 179 B**	BF 179 B
BD 123	(BDY 13 - 6)	**BF 110**	BF 178	**BF 179 C**	BF 179 C
BD 124	BDY 13 - 10	**BF 114**	BF 178	**BF 180**	BF 180
BD 127	(BU 111)	**BF 115**	BF 195	**BF 181**	BF 181
BD 128	(BU 111)	**BF 117**	BF 178	**BF 182**	BFX 62
BD 129	(BU 111)	**BF 118**	BF 179 C	**BF 183**	BFX 62
BD 135	BD 135	**BF 119**	BF 178	**BF 184**	BF 184
BD 136	BD 136	**BF 121**	(BF 167)	**BF 185**	BF 185

TIPO	EQUIVALENTE SIEMENS	TIPO	EQUIVALENTE SIEMENS	TIPO	EQUIVALENTE SIEMENS
BF 186	BF 111	**BFW 66**	(BSY 34)	**BFY 24**	BC 121
BF 189	BF 115	**BFW 68**	BSX 49	**BFY 28**	(BSX 48)
BF 194	BF 184	**BFW 69**	(BFX 55)	**BFY 29**	BC 123
BF 195	BF 195	**BFW 71**	BSX 49	**BFY 30**	BC 123
BF 196	(BF 167)	**BFW 87**	(BC 327)	**BFY 33**	BSX 46 - 6, 10, 16
BF 197	(BF 173)	**BFW 88**	(BC 327)	**BFY 34**	BSX 45 - 6
BF 198	(BF 167)	**BFW 89**	BSY 59	**BFY 37**	(BCY 58)
BF 199	(BF 173)	**BFW 90**	BSY 59	**BFY 39**	(BC 107 A)
BF 200	BF 200	**BFW 91**	BSY 59	**BFY 40**	BSX 45 - 6
BF 216	(BF 195)	**BFX 12**	BC 178 VI	**BFY 41**	BSX 46 - 6
BF 217	(BF 194)	**BFX 13**	BC 178 VI	**BFY 43**	BSY 45 - 16
BF 218	(BF 195)	**BFX 17**	BSX 45 - 16	**BFY 46**	BSY 45 - 16
BF 219	(BF 194)	**BFX 18**	BFX 60	**BFY 50**	BSY 45 - 16
BF 220	(BF 194)	**BFX 19**	BFX 60	**BFY 51**	BSX 45 - 10
BF 222	(BFX 62)	**BFX 20**	BFX 60	**BFY 52**	BSY 45 - 16
BF 223	(BF 232)	**BFX 21**	BFX 59	**BFY 55**	BSX 45 - 6
BF 224	BF 173	**BFX 29**	BC 161 - 10	**BFY 56**	BSX 45 - 10
BF 225	BF 167	**BFX 30**	BC 161 - 6	**BFY 56 A**	BSX 46 - 10
BF 226	BF 185	**BFX 31**	BFX 60	**BFY 57**	(BF 178)
BF 228	(BF 177)	**BFX 33**	BFX 55	**BFY 63**	BFX 55
BF 229	(BF 254)	**BFX 34**	(BSX 63 - 10)	**BFY 64**	BSV 16 - 16
BF 230	(BF 255)	**BFX 37**	BSV 16 - 16	**BFY 65**	BSX 46 - 6
BF 233	BF 254	**BFX 38**	BSV 16 - 10	**BFY 66**	BFX 62
BF 234	(BF 254)	**BFX 39**	BSV 16 - 6	**BFY 67**	BSX 45 - 10
BF 235	(BF 255)	**BFX 40**	(BSV 16 - 10)	**BFY 67 A**	BSX 45 - 6
BF 236	BF 255	**BFX 41**	(BSV 16 - 6)	**BFY 67 C**	BSX 45 - 6
BF 237	BF 194	**BFX 43**	BFX 55	**BFY 68**	BSX 45 - 16
BF 238	BF 195	**BFX 44**	BFX 55	**BFY 68 A**	BSX 45 - 10
BF 240	BF 240	**BFX 45**	BC 148	**BFY 69**	BC 122
BF 241	BF 241	**BFX 68**	BC 140 - 16	**BFY 69 A**	BC 122
BF 251	BF 167	**BFX 68 A**	BC 141 - 16	**BFY 70**	BC 140 - 6
BF 254	BF 254	**BFX 69**	BC 140 - 6	**BFY 72**	BSY 34
BF 255	BF 255	**BFX 69 A**	BC 141 - 6	**BFY 74**	BFX 55
BF 257	BF 257	**BFX 73**	(BFX 60)	**BFY 75**	BFX 55
BF 258	BF 258	**BFX 74**	(BC 160 - 6)	**BFY 76**	BCY 66
BF 259	BF 259	**BFX 74 A**	BC 161 - 6	**BFY 77**	BCY 66
BF 260	BF 173	**BFX 84**	BC 141 - 6	**BFY 78**	BFX 59
BF 261	BF 173	**BFX 85**	BC 141 - 10	**BFY 79**	(BFX 62)
BF 302	BF 173	**BFX 86**	BC 140 - 10	**BFY 80**	BSX 46 - 6
BF 303	BF 173	**BFX 87**	BC 161 - 6	**BFY 87**	BC 122
BF 304	BF 173	**BFX 88**	BC 160 - 6	**BFY 87 A**	BC 122
BF 306	BF 173	**BFX 89**	BFX 89	**BFY 88**	BFX 59
BF 314	BF 314	**BFX 92**	BCY 66	**BFY 90**	BFY 90
BF 334	(BF 194)	**BFX 93**	BCY 66	**BFY 99**	2N 3553
BF 335	(BF 195)	**BFX 94**	BC 140 - 6	**BLY 12**	BDY 12
BFS 13	(BF 123)	**BFX 95**	BC 140 - 16	**BLY 14**	(2N 3553)
BFS 14	(BC 203)	**BFX 96**	BC 140 - 6	**BLY 15**	(BDY 13)
BFW 20	(BCY 67)	**BFX 97**	BC 140 - 16	**BLY 15 A**	BDY 13
BFW 22	(BCY 67)	**BFX 98**	(BF 178)	**BLY 17**	BUY 55 - 4
BFW 23	(BCY 67)	**BFY 10**	(BSX 45 - 6)	**BLY 20**	2N 3632
BFW 45	(BF 178)	**BFY 11**	(BSX 45 - 6)	**BSX 21**	2N 3632
BFW 46	(2N 3553)	**BFY 12 B, C, D**	BSX 45 - 6, 10, 16	**BLY 22**	2N 3375
BFW 47	2N 3553	**BFY 13 B, C, D**	BSX 46 - 6, 10, 16	**BLY 23**	2N 3632
BFW 57	(BC 337 - 25)	**BFY 14 B, C, D**	(BSX 46 - 6, 10, 16)	**BLY 33**	(BC 140 - 6)
BFW 58	(BC 337 - 16)	**BFY 17**	(BCY 59)	**BLY 34**	(BC 140 - 6)
BFW 59	(BC 337 - 25)	**BFY 18**	BCY 59	**BLY 35**	2N 3375
BFW 60	(BC 337 - 16)	**BFY 19**	(BCY 58)	**BLY 36**	2N 3375
BFW 63	BF 167	**BFY 22**	BC 121	**BLY 47**	BUY 55 - 4
BFW 64	BF 167	**BFY 23**	BC 121	**BLY 47 A**	(BUY 55 - 4)

TIPO	EQUIVALENTE SIEMENS	TIPO	EQUIVALENTE SIEMENS	TIPO	EQUIVALENTE SIEMENS
BLY 48	BUY 55 - 4	**BSW 73**	(BC 327 - 25)	**BSX 91**	BSY 18
BLY 48 A	(BUY 55 - 4)	**BSW 74**	(BC 327 - 16)	**BSX 95**	(BSX 45)
BLY 49	BUY 56 - 4	**BSW 75**	(BC 327 - 25)	**BSX 96**	(BSX 45)
BLY 49 A	(BUY 56 - 4)	**BSW 82**	BSX 48	**BSX 97**	BSX 48
BLY 50	BUY 56 - 4	**BSW 83**	BSX 48	**BSY 10**	(BCY 65 E)
BLY 50 A	(BUY 56 - 4)	**BSW 84**	BSX 49	**BSY 11**	(BCY 59)
BLY 57	2N 3632	**BSW 85**	BSX 49	**BSY 19**	BSY 63
BLY 58	(2N 3632)	**BSW 88**	BC 167 B	**BSY 20**	BSY 62
BLY 59	2N 3375	**BSW 89**	(BC 167 B)	**BSY 21**	(BSY 63)
BLY 60	2N 3632	**BSW 93**	BSV 15	**BSY 22**	BSY 63
BLY 61	BSY 58	**BSX 12**	(BSY 58)	**BSY 23**	BSY 63
BLY 64	(2N 3632)	**BSX 19**	(BSY 63)	**BSY 24**	BSX 62 - 6
BLY 66	(2N 3632)	**BSX 20**	(BSY 63)	**BSY 25**	BSX 62 - 6
BLY 68	(BDY 39)	**BSX 21**	BFY 45	**BSY 26**	BSY 18
BLY 70 -	(BDY 39)	**BSX 22**	BSX 62	**BSY 27**	BSY 18
BLY 72	(2N 3632)	**BSX 23**	BSX 62	**BSY 28**	BSY 17
BLY 74	2N 3632	**BSX 24**	BCY 58 VII	**BSY 29**	BSY 17
BSV 50	(BC 202)	**BSX 25**	(BCY 59)	**BSY 32**	BSY 17
BSV 52	(BC 122)	**BSX 26**	(BSY 63)	**BSY 33**	BSY 18
BSV 64	(BSX 63 - 6)	**BSX 27**	BSY 17	**BSY 36**	BSY 17
BSW 10	(BSX 46 - 6)	**BSX 28**	BSY 62 B	**BSY 37**	BSY 17
BSW 11	(BSW 13)	**BSX 29**	(BCY 78)	**BSY 38**	BSY 17
BSW 12	(BSW 13)	**BSX 30**	BSY 34	**BSY 39**	BSY 17
BSW 19	BCY 78 VII	**BSX 32**	(BSX 34)	**BSY 40**	BCY 78
BSW 21	BCY 78 VII	**BSX 33**	BSX 45 - 6	**BSY 41**	BCY 78
BSW 21 A	BCY 79 VII	**BSX 36**	(BCY 79)	**BSY 44**	2N 1613
BSW 22	BCY 78 IX	**BSX 38**	BCY 58	**BSY 45**	2N 1843
BSW 22 A	BCY 79 IX	**BSX 39**	(BSX 48)	**BSY 46**	2N 2193
BSW 26	BSX 49	**BSX 40**	BSV 15 - 6	**BSY 47**	BSY 62
BSW 27	BSX 49	**BSX 41**	BSV 15 - 16	**BSY 48**	BSY 62
BSW 28	BSY 34	**BSX 44**	BSY 17	**BSY 50**	BSY 62
BSW 29	BSY 58	**BSX 51**	BCY 58 VII	**BSY 51**	BCW 77 - 16
BSW 32	BFY 45	**BSX 51 A**	BCY 65 E VII	**BSY 52**	BCW 77 - 16
BSW 33	BC 147 A	**BSX 52**	BCY 58 IX	**BSY 53**	BCW 78 - 16
BSW 34	BC 147 A	**BSX 52 A**	BCY 65 E IX	**BSY 54**	BCW 78 - 16
BSW 35	(BC 147 A)	**BSX 53 A, B**	BCY 58 VII,X	**BSY 55**	BSX 47 - 6
BSW 41	BSX 48	**BSX 54**	BCY 59	**BSY 56**	BSX 47 - 10
BSW 42	BC 238 A	**BSX 59**	BSX 45	**BSY 68**	BFY 45
BSW 42 A	BC 237 A	**BSX 60**	BSX 45	**BSY 70**	BSY 62
BSW 43	BC 238 B	**BSX 61**	BSX 45	**BSY 71**	2N 1711
BSW 43 A	BC 237 B	**BSX 66**	BCY 58 VIII	**BSY 72**	BCY 58 VII
BSW 44	BC 308 A	**BSX 67**	BCY 58 VIII	**BSY 73**	BCY 58 VII
BSW 44 A	BC 307 A	**BSX 68**	BC 148 B	**BSY 74**	BCY 59 VII
BSW 45	BC 308 B	**BSX 69**	BC 149 A	**BSY 75**	BCY 59 VII
BSW 45 A	BC 307 B	**BSX 70**	(BSX 49)	**BSY 76**	BCY 59 VII
BSW 51	BCW 77 - 16	**BSX 72**	(BSY 58)	**BSY 77**	BCY 65 E VII
BSW 52	BCW 77 - 16	**BSX 75**	(BSX 48)	**BSY 78**	BCY 65 E VII
BSW 53	BCW 78 - 16	**BSX 76**	BSY 62	**BSY 79**	BFY 45
BSW 54	BCW 78 - 16	**BSX 77**	BSY 63	**BSY 80**	BCY 58 VIII
BSW 58	BSY 63	**BSX 78**	BSY 63	**BSY 81**	BSX 45 - 6
BSW 59	BSY 62	**BSX 79**	BCY 65 E VII	**BSY 82**	BSX 45 - 10
BSW 61	BCW 73 - 16	**BSX 80**	(BSY 63)	**BSY 83**	BSX 45 - 6
BSW 62	BCW 73 - 16	**BSX 81**	BC 147	**BSY 84**	BSX 45 - 10
BSW 63	BCW 74 - 16	**BSX 87**	BSX 48	**BSY 85**	BSX 46 - 6
BSW 64	BCW 74 - 16	**BSX 87 A**	BSX 48	**BSY 86**	BSX 46 - 10
BSW 65	BSX 63 - 6	**BSX 88**	BSX 48	**BSY 87**	BSX 46 - 6
BSW 69	BFY 45	**BSX 88 A**	BSX 48	**BSY 88**	BSX 46 - 10
BSW 70	(BFY 45)	**BSX 89**	BSX 48	**BSY 90**	BSX 45 - 16
BSW 72	(BC 327 - 16)	**BSX 90**	BSY 17	**BSY 91**	BCW 77 - 16

verifica e rigenerazione dei cinescopi

a cura di FRANTOS

Riportiamo in questo articolo un sistema per tentare le riparazioni e la rigenerazione dei cinescopi.

Il componente più costoso di un televisore è il cinescopio, di conseguenza, nel caso sia possibile, è bene riattivarlo per cercare di aumentare la sua durata di funzionamento. Per poter fare ciò si deve stabilire se il cinescopio può essere riattivato oppure deve essere sostituito.

La prima cosa da fare, prima di esaminare il cinescopio, è quella di verificare le diverse tensioni che servono al suo funzionamento; nel caso queste siano esatte si passerà senz'altro a controllare il cinescopio.

Ricordiamo che le tensioni presenti sui diversi elettrodi di un cinescopio non devono essere misurate rispetto alla massa, ma rispetto al catodo.

Il filamento interrotto è il difetto più facile da trovare in quanto lo si può controllare con il tester oppure guardando direttamente se si accende. Può accadere talvolta che l'interruzione sia intermittente e questo può essere dovuto a una saldatura difettosa sullo zoccolo del piedino corrispondente al filamento; per eliminare il difetto basta rifare la saldatura.

Questo vale anche per gli altri elettrodi. Un difetto per il quale non c'è nulla da fare è un'infiltrazione d'aria, si vedrà in questo caso una luce violacea nel collo del cinescopio.

Un'altra causa di difetti può essere il cortocircuito fra gli elettrodi, in questo caso si può prima stabilire quali di essi sono in cortocircuito e poi tentare una riparazione.

Come tutti sanno però il difetto più comune di un cinescopio è la diminuzione della potenza di emissione del catodo dovuta all'invecchiamento o alla contaminazione del catodo. Il valore della potenza di emissione si può facilmente valutare per mezzo di un apparecchio di misura. Nel caso la diminuzione dell'emissione fosse dovuta a contaminazione del catodo si può tentare di riattivare la superficie attiva del catodo con un processo che vedremo in un secondo tempo.

Riassumiamo ora brevemente altri vari difetti dovuti a collegamenti difettosi all'interno del cinescopio:

— Il filamento può essere collegato al catodo.
— Una parte del secondo anodo può mandare in cortocircuito degli altri elettrodi.
— Il collegamento fra un supporto dell'elettrodo e questo elettrodo è talvolta intermittente.

Anche se non sempre si può, è sempre conveniente tentare la riparazione in quanto non è quasi mai complicata; il lavoro principale infatti, consiste nel determinare esattamente il difetto del cinescopio.

LA RICERCA DEL GUASTO

Nella maggior parte dei casi quando il cinescopio non funziona la causa è da ricercare in un difetto nell'alta tensione (EAT) oppure nella tensione applicata sul secondo anodo che può essere di valore sbagliato.

Per prima cosa è necessario misurare il valore dell'alta tensione quando il cinescopio è in funzione; durante la regolazione della luminosità quando si passa da un minimo ad un massimo, cioè dall'oscurità alla massima luminosità (ossia quando la corrente al catodo è massima), l'alta tensione non deve variare di un valore maggiore del 10%. Se questo valore viene superato è necessario cambiare il diodo raddrizzatore di alta tensione. Un altro controllo necessario è quello di misurare le tensioni del primo anodo, dell'anodo di concentrazione, della griglia di Wehnelt o griglia 1 rispetto al catodo e quindi la tensione di filamento.

Nel caso in cui tutte queste tensioni siano esatte si deve considerare difettoso il cinescopio.

Anche se alcune prove sul cinescopio si possono effettuare senza apparecchi di misura, l'uso di quest'ultimi è sempre preferibile in quanto si possono fare numerose prove più facilmente e con minore possibilità di errore.

La ricerca è abbastanza facile quando si tratta di stabilire dei cortocircuiti fra gli elettrodi, ma le cose si complicano quando si deve stabilire una piccola perdita di gas nel cinescopio o una contaminazione del catodo.

Nel caso che durante la prova si abbia un lento aumento della emissione elettronica e poi una diminuzione rapida quando il filamento non è più alimentato, si può pensare o alla presenza d'aria nel cinescopio oppure a una bassa potenza di emissione del catodo, ma non a una sua contaminazione.

Il sistema più comune per effettuare la riattivazione del catodo è quello di aumentare temporaneamente la tensione di filamento; durante questo periodo il cinescopio ha una emissione elettronica di valore basso oppure una emissione difettosa, come si può vedere dallo spostamento dell'indice dello strumento di misura impiegato.

Al contrario di quanto si è detto, se la potenza di emissione del catodo è bassa, l'emissione elettronica aumenta per una tensione di filamento maggiore, si ferma per un certo tempo dopo la soppressione della sovratensione del filamento e diminuisce molto lentamente.

Vediamo ora il caso in cui si abbia una contaminazione del catodo. L'aumento della tensione di filamento elimina le impurità della superficie del catodo e si può constatare un aumento della corrente del catodo, quando si ritorna alla tensione normale di filamento.

La tecnica di applicare una sovratensione al filamento costituisce un sistema per la riparazione di un cinescopio che presenta una contaminazione del catodo.

Applicando una sovratensione al filamento il cinescopio può essere usato ancora per qualche tempo anche quando presenta una leggera infiltrazione d'aria o anche quando presenta una diminuzione della potenza di emissione dovuta ad invecchiamento. Questo è dovuto al fatto che piccole perdite di gas vengono neutralizzate dall'effetto di una temperatura più alta.

SCHEMA DELL'APPARECCHIO DI VERIFICA

In fig. 1 è riportato lo schema elettrico di un apparecchio adatto alla verifica dei cinescopi. Come si può vedere i componenti del circuito sono in numero molto limitato, mentre sono numerose le diverse commutazioni per poter ottenere le varie combinazioni possibili. A questo proposito è bene fare molta attenzione al cablaggio per evitare eventuali errori.

Naturalmente il trasformatore adatto a questo circuito non si trova in commercio, ma si potrà costruirlo o farlo costruire da un laboratorio specializzato. Bisogna tener presente che le prese sul secondario abbiano le tensioni indicate sullo schema e una corrente di 1 A per le prese da 0 a 10 V, mentre per le altre tensioni la corrente dovrà essere di qualche milliampere.

I collegamenti con gli elettrodi del cinescopio da provare si possono fare sia per mezzo di fili terminanti con pinze a coccodrillo oppure per mezzo di un supporto adatto.

CONTROLLO DELL'ISOLAMENTO DEGLI ELETTRODI

Il metodo per effettuare la verifica dell'isolamento o, per così dire, per scoprire gli eventuali cortocircuiti fra gli elettrodi, è quello di riunire insieme tutti gli elettrodi esclusi quelli che sono da provare.

Il cortocircuito fra uno di questi elettrodi ed un altro viene segnalato dall'accensione di una lampadina al neon. Come si può vedere dallo schema si può constatare che tutti gli elettrodi tranne uno sono collegati insieme e arrivano al punto M per mezzo del settore circolare di cortocircuito del piano A del commutatore rotante S_1. Sullo schema l'elettrodo selezionato è la griglia G_1 ed è collegato al circuito di verifica per mezzo del piano B dello stesso commutatore S_1. Per effettuare questa misura, si deve mettere il commutatore S_2 nella posizione 1. S_3 è un invertitore multiplo a pulsante che ritorna automaticamente nella posizione rappresentata sullo schema, vedremo in seguito la sua funzione.

S_4 è un invertitore che viene mantenuto normalmente nella posizione di 6,3 V.

CONTROLLO DELL'EMISSIONE ELETTRONICA DEL CATODO

Lo strumento di cui è provvisto il circuito, un milliamperometro da 0 a 5 mA, indica il valore dell'emissione elettronica. Questa verifica consiste nel misurare la corrente esistente fra il catodo e il primo anodo (o G_2), la griglia 1 è collegata a quest'ultimo per mezzo di un resistore da 8,2 kΩ.

Per effettuare questa misura è necessario che il commutatore S_1 sia posto nella posizione E ed S_2 sulla posizione 2.

Per facilitare la lettura, la scala del milliamperometro viene divisa in due settori: fra 2,5 e 5 mA la emissione è buona, mentre fra 0 e 2,5 mA l'emissione è scarsa.

La calibrazione si effettua una sola volta per mezzo del resistore variabile da 2,2 kΩ collegato in serie, facendo il confronto con un cinescopio nuovo.

VALUTAZIONE DELLA DURATA DI UN CINESCOPIO

Per valutare la durata di un cinescopio si sopprime la tensione di alimentazione del filamento e si osservano le indicazioni dell'apparecchio di misura. Nel caso in cui lo spostamento della deviazione dell'indice verso la parte «scarso» si effettui in meno di 4 secondi, il cinescopio sarà in cattive condizioni e potrà funzionare ancora per poco tempo. Se l'indice impiega dai 4 agli 8 secondi, il cinescopio avrà una durata non ben definita. Nel caso invece in cui l'indice impieghi più di 8 secondi per arrivare sulla posizione «scarso» si hanno buone probabilità di riutilizzare il cinescopio, naturalmente dopo la sua riattivazione.

Per effettuare queste prove si deve spostare il commutatore S_1 (AB) dalla posizione E alla posizione «Prova di durata - Filamento» in quanto in questa posizione si interrompe la corrente di riscaldamento. I tempi riportati prima, si rilevano dopo aver fatto questa commutazione.

ASSENZA DI EMISSIONE ELETTRONICA

Un elettrodo non collegato può essere dovuto a una interruzione all'interno o all'esterno del cinescopio. Nel caso non si avesse nessuna emissione elettronica si potrebbe avere un collegamento interrotto nel circuito del catodo o della griglia 2. Spesso basta guardare all'interno del collo del cinescopio per poter individuare l'interruzione. Anche in questo caso si può talvolta tentare la riparazione.

RIGENERAZIONE

Vediamo ora i due sistemi per ridare una potenza di emissione sufficiente al catodo:

1) Il primo sistema consiste nello applicare al filamento, per un tempo determinato, una tensione di valore più alto di quella normale, in modo che il catodo aumenti la sua temperatura eliminando così la contaminazione.
2) Il secondo sistema consiste nell'applicare, per un breve tempo, un impulso di tensione di valore elevato fra griglia e catodo. Ne risulta così una corrente istantanea che elimina le impurità.

Bisogna fare attenzione però perché entrambi i metodi possono avere i loro svantaggi. In particolare per quanto riguarda il secondo sistema è facile distruggere il catodo stesso, oppure l'arco che si produce durante l'impulso può andare a danneggiare un altro componente del cannone elettronico. Anche la sovratensione del filamento può provocare la rottura di quest'ultimo.

Ricordiamo che nella maggior parte degli apparecchi rigeneratori è possibile effettuare la scelta fra questi due sistemi. E' possibile anche impiegare un trasformatore che alzi la tensione di filamento oppure si può applicare una tensione elevata fra griglia e catodo con l'aiuto di un circuito adatto.

Si può constatare che il sistema di applicare una sovratensione al filamento è consigliabile quando la prova di durata ha dato risultati soddisfacenti. Nel caso invece in cui questa prova non dia dei buoni risultati, si deve prima provare il sistema a impulsi. In questo caso si deve verificare il valore dell'emissione elettronica dopo ogni impulso e nel caso si constati un leggero miglioramento, si deve continuare ad applicare un altro impulso. In caso contrario, invece, se non si nota alcun miglioramento, conviene passare ad un altro metodo.

Vediamo ora il metodo dell'applicazione di una sovratensione di riscaldamento; questo richiede un tempo più lungo in quanto è necessario un tempo di applicazione di 10 ÷ 30 minuti.

Dopo dieci minuti di applicazione è consigliabile misurare il valore dell'emissione elettronica applicando una alimentazione normale al filamento per vedere se si ha un miglioramento; in caso affermativo si deve proseguire nella applicazione della sovratensione. In generale il tempo più spesso necessario è di 20 minuti.

Prendendo sempre in esame lo schema di fig. 1, se vogliamo applicare una sovratensione di riscaldamento momentanea, il commutatore S_1 (AB) deve essere posto sulla posizione «Filamento» mentre S_2 deve essere nella posizione 2. Dopo aver posizionato in modo esatto questi due commutatori, si preme sul commutatore S_3 che nello schema è raffigurato in posizione di riposo. Ora non resta che applicare la tensione; se il commutatore S_4 si trova nella posizione 6,3 V, si deve spostare momentaneamente nella posizione 8,5 V, mentre se si trova sulla posizione 8,5 V si deve spostare su 10 V.

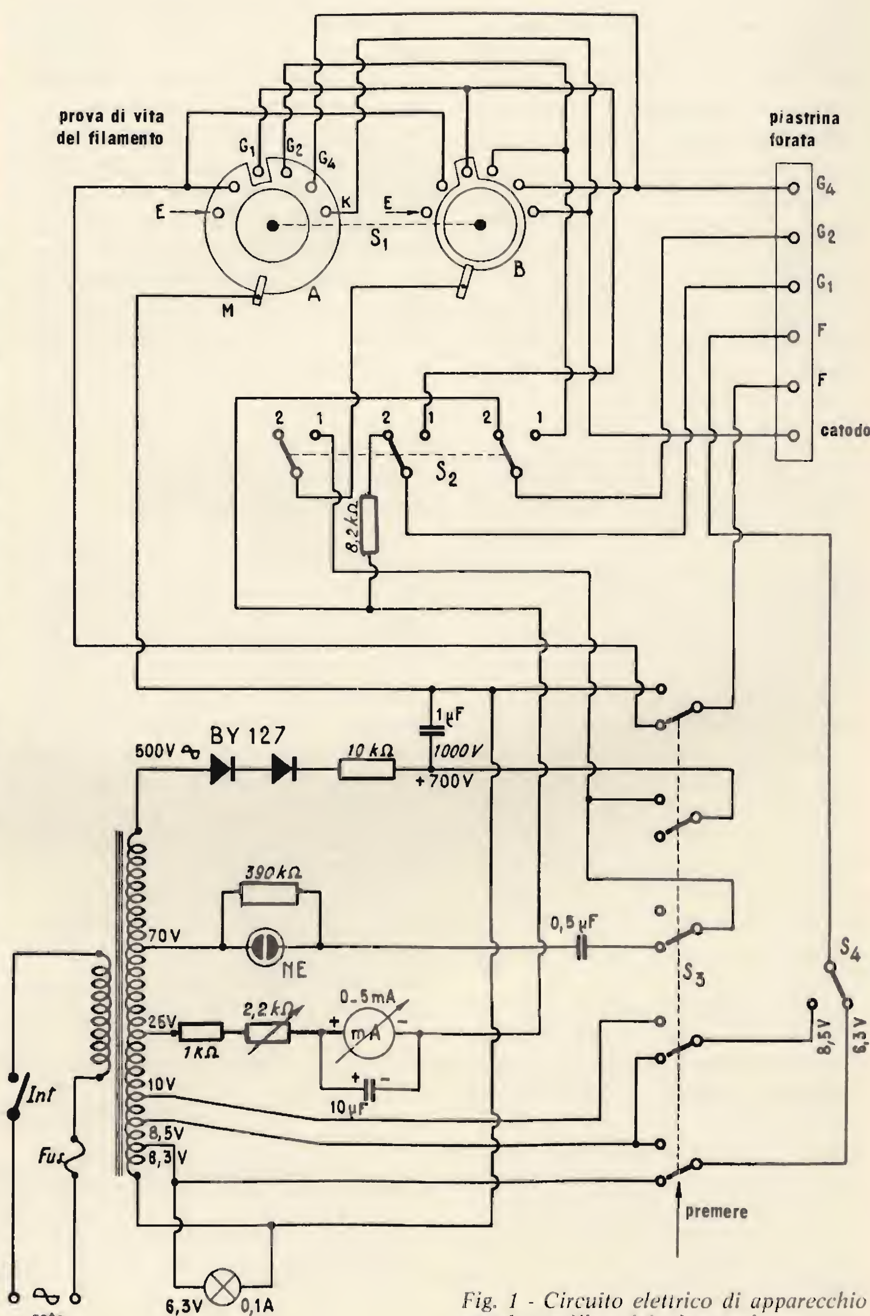


Fig. 1 - Circuito elettrico di apparecchio per la verifica dei cinescopi.

Nel caso invece si desideri applicare una sovratensione per un periodo più lungo con una tensione di 8,5 V, si deve mettere il commutatore S_1 (AB) nella posizione E e il commutatore S_4 nella posizione 8,5 V e non si deve premere sull'invertitore S_3.

Quando si vuole applicare un impulso di alta tensione simultaneo fra la griglia 1 e il catodo, il commutatore S_2 si deve mettere nella posizione 1, mentre il commutatore S_1 (AB) deve essere nella posizione G_1, infine si deve premere brevemente sull'invertitore S_3.

Con il circuito di fig. 1, si può raddrizzare una tensione alternata di 500 V_{eff} che viene usata per caricare un condensatore da 1 μF/ /1000 V; questo condensatore si

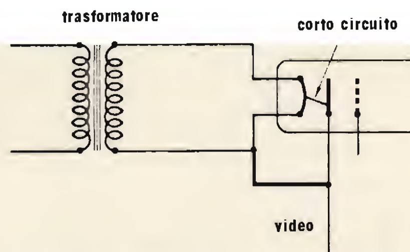


Fig. 2 - Esempio di applicazione di un trasformatore esterno per l'alimentazione del filamento/catodo.

carica in modo sensibile alla tensione di picco di 700 V. Fra la griglia G_1 e il catodo si applica in pratica solo l'energia immagazzinata nel condensatore a causa del resistore di limitazione di 10 kΩ.

E' appunto questo impulso a tensione elevata che facilita, la decontaminazione del catodo accelerando così la rigenerazione. Gli impulsi ad alta tensione possono distruggere le particelle di metallo o di ossidi che possono provocare dei cortocircuiti fra la griglia G_1 e il catodo.

In quest'ultimo caso, si può impiegare anche una tensione di 1000 V continui, oppure anche un condensatore avente una capacità molto più elevata. Possiamo però affermare che nel caso si voglia compiere un tentativo di riattivazione per mezzo di decontaminazione del catodo grazie agli impulsi applicati, può essere sufficiente anche una tensione inferiore a 700 V.

Nel caso in cui non si raggiunga una riattivazione visibile in quanto la sovratensione dà una potenza di emissione normale, si può applicare in permanenza una tensione di valore superiore alla normale al filamento. Per esempio, si può applicare una tensione di 9 V invece di 6,3 V per mezzo di un trasformatore o autotrasformatore.

Questo sistema è valido anche quando i filamenti del televisore sono alimentati in serie; si può usare un autotrasformatore 6,3/9 V facendo in modo che la tensione al secondario sia di 9 V e la corrente al primario corrisponda al valore della catena degli altri filamenti.

L'applicazione di una sovratensione permanente al filamento di un cinescopio ne prolunga la vita per qualche tempo, ma dopo un certo periodo si dovrà sostituirlo.

E' doveroso ricordare che, nel caso il cinescopio abbia una trappola ionica, dopo le operazioni di rigenerazione si deve verificare attentamente la sua regolazione, dopo aver rimontato il cinescopio.

ELETTRODI IN CORTOCIRCUITO O A CIRCUITO APERTO

Come abbiamo visto in precedenza, spesso si possono eliminare i cortocircuiti fra gli elettrodi per mezzo di impulsi di alta tensione. Questo impulso deve essere applicato fra i due elettrodi aventi una resistenza di fuga bassa; in questo modo si bruciano le impurità che provocano questa resistenza. Per poter effettuare questo, si deve mettere il commutatore S_1 (AB) nella posizione necessaria.

La maggior parte delle volte il guasto è dovuto al rivestimento conduttore interno che viene eliminato dall'innesco dell'arco. Quando invece si è in presenza di un vero cortocircuito, può essere efficace applicare delle piccole scosse sul collo del cinescopio spostandolo contemporaneamente in diverse posizioni.

La combinazione del sistema delle scosse e degli impulsi può dare dei risultati ancora migliori.

Nel caso in cui invece si abbia un circuito aperto, si può tentare la riparazione per mezzo del metodo con impulsi a tensione molto elevata; infatti l'arco che si produce può portare alla saldatura dei collegamenti. Anche in questo caso può essere utile girare e dare delle piccole scosse sul collo del cinescopio durante l'applicazione degli impulsi.

Le possibilità di successo nel caso di un guasto dovuto a un circuito aperto sono molto limitate, mentre nel caso di un guasto dovuto a cortocircuito sono dell'ordine di due su tre.

Nel caso si presenti un cinescopio con un cortocircuito fra filamento e catodo che non si possa eliminare con il solito sistema dell'applicazione di impulsi fra questi due elettrodi, si può provare ad impiegare un trasformatore con rapporto 1/1 o un trasformatore di accensione indipendente, collegando esternamente il filamento al catodo, come si può vedere sullo schema di fig. 2.

Con questo sistema si ha uno scadimento della qualità delle immagini dovuta all'aumento della capacità del catodo rispetto a massa.

Lo stesso sistema può essere impiegato nel caso in cui si sia interrotto il collegamento interno fra il catodo e il filamento.

Vogliamo ricordare ancora che tutte le operazioni di rigenerazione non danno nessuna sicura garanzia, ma si può sempre tentare lo stesso in quanto l'elevato prezzo del cinescopio può sempre giustificare questi rischi.

INGEGNERIA ELETTRONICA

Un riferimento pratico e sintetico alle principali società del settore delle apparecchiature elettroniche britanniche, alla vasta gamma dei loro prodotti e ai servizi che offrono, è fornito dall'edizione più recente della Guida ai Prodotti dell'Associazione d'Ingegneria Elettronica per il 1971/72. (Electronic Engineering Association, Leicester House, 8 Leicester Street, London WC2H 78N, Inghilterra).

TECNICA CIRCUITALE PER TELEVISORI TRANSISTORIZZATI

a cura del Dott. A. RECLA

Il televisore con piccolo schermo (11"-12") realizzato completamente con transistori, ebbe ed ha attualmente un notevole successo. Minor attenzione invece l'industria rivolge al televisore completamente transistorizzato con grande schermo (19" 24"). Questo pure ha i vantaggi conferiti dai transistori, ossia il piccolo consumo di corrente, il basso riscaldamento all'interno della custodia e la lunga durata dei componenti.
Crediamo perciò utile riportare il presente circuito studiato dalla Siemens e destinato alla sezione orizzontale di un televisore.

Lo schema riportato in fig. 1 comprende gli stadi interposti fra il rivelatore video e quello di uscita orizzontale di un televisore, ossia l'oscillatore per la frequenza orizzontale, il separatore dei sincronismi, il discriminatore di fase e il correttore di frequenza.

Il funzionamento è il seguente: il segnale televisivo composito proveniente dal rivelatore viene applicato ai transistori T1, T2 e T3 che servono per la separazione dei sincronismi e per la soppressione dei disturbi. Il transistore T4 funziona da discriminatore di fase, mentre T5 e T6 servono per la correzione automatica della frequenza dell'oscillatore orizzontale.

Come si vede, essendo il segnale prelevato dall'emettitore del T5, questo funziona da trasformatore di impedenza per la tensione di regolazione che proviene dal discriminatore di fase e che serve per la correzione automatica della frequenza. Il T5 cioè adatta l'elevata resistenza in uscita dal discriminatore di fase T4, alla bassa resistenza di entrata del circuito correttore di frequenza funzionante con T6.

La correzione automatica della frequenza dell'oscillatore orizzontale viene ottenuta sfruttando il transistore, come resistenza variabile, dipendente dalla tensione di correzione. Per farsi un'idea, ad una variazione di questa tensione di ±0,7 V, corrisponde una variazione di frequenza di ± 1 kHz.

Il vero e proprio oscillatore orizzontale è costituito dai transistori T7 e T8. Come si vede i due transistori sono accoppiati di emettito-

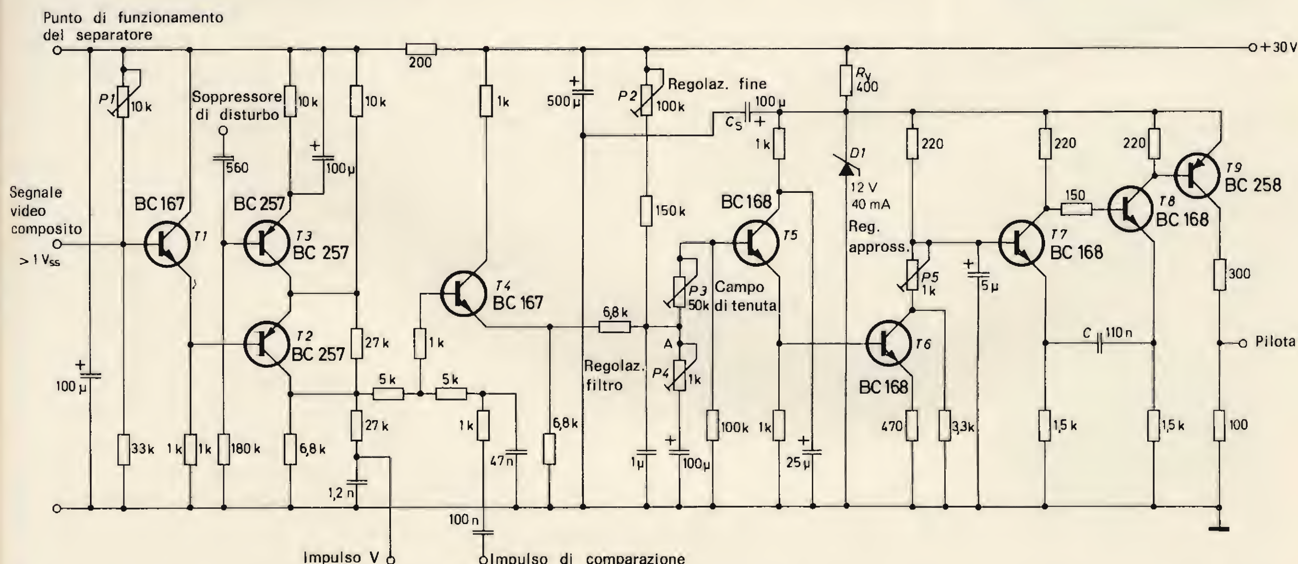


Fig. 1 - Schema di un oscillatore di frequenza orizzontale con il separatore di sincronismo, il discriminatore di fase e il correttore di frequenza (Siemens).

re, da un lato e con base collettore dall'altro. Essi costituiscono perciò un multivibratore.

La frequenza dell'oscillazione è determinata dal condensatore C posto fra i due emettitori. Al multivibratore segue uno stadio separatore (T9) che serve per eliminare un eccessivo carico sul multivibratore da parte del pilota dello stadio finale orizzontale che è collegato all'uscita del circuito. Infatti il pilota determina un carico impulsivo che si aggira su 40 mA. Il potenziometro P5, posto sul collettore del transistore T6 serve per la regolazione approssimata della frequenza orizzontale; esso è posto in serie col transistore T6 che funziona da resistenza variabile determinando così la tensione alla base di T7. Con detto potenziometro è possibile variare la frequenza entro il campo da 1,3 a 1,7 kHz. La regolazione fine della frequenza viene effettuata col potenziometro P2 che fa variare la tensione positiva alla base del T5. Diminuendo la tensione, la frequenza dell'oscillatore orizzontale aumenta. La frequenza aumenta pure in mancanza della tensione di regolazione, ad esempio quando non esistono gli impulsi di sincronismo, ossia in assenza del segnale televisivo. Ciò è particolarmente importante perché lo stadio finale orizzontale reagisce sull'oscillatore orizzontale attraverso il pilota abbassandone la frequenza, ossia restringendo il raster.

Per questa ragione, in mancanza della tensione di regolazione, la frequenza dell'oscillatore orizzontale non deve aumentare sensibilmente.

Il circuito è molto stabile di frequenza rispetto alle variazioni della temperatura d'ambiente: una variazione da 0 a 70°determina una variazione di frequenza di soli 140 Hz. Così pure è stabile il campo di tenuta del sincronismo che, con detta variazione di temperatura, risulta di ± 1 kHz. Il campo di tenuta può pure venire regolato in modo non simmetrico rispetto alla frequenza nominale (per es. da —1,5 kHz a +0,5 kHz).

I transistori da T5 a T9 sono alimentati con una tensione continua di 12 V, prelevata tramite il resistore in serie RV, dal diodo zener D1, dalla tensione di alimentazione di 30 V. Il consumo e di 100 mA.

di P. SOATI

Q T C

— —·— — —·—·

SATELLITI PER RADIOAMATORI

Prossimamente la NASA invierà nello spazio un razzo il quale metterà in orbita un satellite per radioamatori, detto **AMSAT-Oscar B**, unitamente al satellite meteorologico **Itos-D.**

Molto probabilmente il satellite sarà messo in una orbita polare di 1500 km. Esso disporrà di un ripetitore lineare adatto a ricevere i segnali trasmessi sulla gamma 145,900 ÷ 146,00 MHz e a ritrasmetterli nella gamma 29,550 ÷ 29,450 MHz.

I Radioamatori che desiderano far ritrasmettere i loro segnali dovranno utilizzare un trasmettitore ed un'antenna in grado di fornire una **potenza apparente irradiata** (PAI o PAR) compresa fra 80 W e 100 W. Si dovrà usare preferibilmente la banda laterale unica con modulazione di ampiezza o di frequenza.

RADIODIFFUSIONE

Stazioni gamma 17700 ÷ 17900 MHz

17700: Berlin (D/RD) URSS, Cairo (EGY), Monrovia (LBR/USA); 17705: URSS, Rio de Janeiro (B), Julich (D/RF), London (G), Delhi (IND), Tanger (MRC), Greenville (USA); 11710: URSS, Bethany (USA); 17715: URSS, Shepparton (AUS), Delhi (IND), London (G); 11720: URSS, Paris (F), Red Lion, Greenville (USA); 11725: Bamako (MLI), Europa Radio (D/POR/USA), Cairo EGY; 17730: URSS, Bucuresti (ROU), Greenville (USA), Paris (F), Lopik (HOL), Monrovia (LBR/USA); 17735: URSS, Quito (EQA), Filippine (PHL); 17740: Quito (EQA), URSS, Roma (I), Ascension (ASC), London (G), Lisboa (POR); 17745: Kabul (AFG), Pei Ping (CHN), URSS, Delano (USA); 17750: Kuwait (KWT), C. Vaticano (CVA), URSS, Filippine (PHL), R. Liberation (D/E/USA); 17755: Addis Ababa (ETH), URSS, Berlin (D/RD); 17760: Bucuresti (ROU), R. Liberation (D/E/USA), Boston, New York (USA); 17765: URSS, Kigali (RRW/D/RF), Paris (F), Filippine (PHL), Delano (USA); 17770: URSS, Roma (I), Europa Radio (D/POR/USA), Wellington (NZL), Baghdad (IRQ); 17775: URSS, Monrovia (LBR/USA); 17780: URSS, Wien (AUT), Bruxelles (BEL), Lopik (HOL), Delhi (IND), Taipei (TWN); 17785: URSS, Wien (AUT), 17785 Yamata (J), Brazzaville (COG), Cairo (EGY), Greenville (USA); 17790: URSS ,Shepparton (AUS), London (G); 17795: URSS, Wien, AUT), Roma (I), Johannesburg (AFS), Frederikstad (NOR), Schwarzenzurg (SUI), 17800: URSS, Karachi (PAK), Frederikstad (NOR), Kigali (RRW/D/RF), Tanger (MRC), Warszawa (POL), Bethany (USA); 17805: URSS, C. Vaticano (CVA), Johannesburg (AFS), Europa Radio (D/POR); 17810: Filippine (PHL), London (G), Lopik (HOL); 17815: URSS, Roma (I), La Habana (CUB), Bethany (USA), Addis Ababa (ETH), Tanger (MRC) 17820: URSS, Sackville (CAN), Shepparton (AUS), London (G), Ankara (TUR), Johannesburg (AFS), Dixon (USA); 17825: URSS, Sofia (BUL), Nazaki (J), Tanger (MRC), Frederikstad (NOR); 17830:

Fig. 1 - Monoscopio relativo al primo canale della ORTF (Office de Radiodiffusion Télévision Française).



Fig. 2 - Monoscopio relativo al secondo canale a colori della ORTF.



Fig. 3 - Monoscopio per televisione a colori della EBU (European Broadcasting Union).

Karachi (PAK), URSS, Tanger (MRC), Monrovia (LBR/USA), Bucuresti (ROU), Schwarzenburg (SUI), Filippine (PHL), 17835: URSS, Wien (AUT), Europa Radio (D/POR/USA), Greenville (USA); 17840: URSS, Buenos Aires (ARG), Praha (TCH), C. Vaticano (CVA), Horby (S); 17845: URSS, Boston, Greenville (USA), Julich (D/RF), Schwarzenburg (SUI); 17850: Paris (F) URSS, Bucuresti (ROU), Delano (USA); 17855: La Habana (CUB), London (G), Muenchen (D/RF), R. Liberation (D/E/USA), Yamata (J), Monrovia (LBR/USA); 17860 Bruxelles (BEL), URSS, Bethany Greenville (USA), Delhi (IND); 17865: URSS, Bruxelles (BEL), Europa Radio (D/POR/USA), Warszawa (POL), Damascus: (SYR); 17870: URSS, Shepparton (AUS), London (G), Accra (GHA); 17875: Lopik (HOL), Quito (EQA), Bethany (USA), Julich (D/RF), R. Liberation (D/E/USA); 17880: URSS, Berlin (D/RD), Yamata (J), Lisboa (POR), Tebrau (MLA), Tanger (MRC); 17885: URSS, Madrid (E), Limassol (CYP), Cairo (EGY), Philippine (PHL), C. Vaticano (CVA); 17890: URSS, Quito (EQA), Bethany, Greenville (USA); 17895: URSS, R. Liberation (D/E/USA), Kuwait (KWT); 17900: URSS; 17910: ACCRA (GHA).

RADIOCOMUNICAZIONI

Abbreviazioni utilizzate nei servizi postali, telegrafici e radiotelegrafici internazionali per indicazioni di servizio:

Telegrammi per l'organizzazione delle Nazioni Unite: **Etat priorité Nations.** Telegramma di Stato con priorità: **Etat priorité.** Telegramma di Stato: **Etat.** Telegramma urgente: **Urgent.** Telegramma relativo alle persone che in tempo di guerra sono protette dalla Convenzione di Ginevra: **RCT.** Risposta pagata x: **RPx.** Collegamento: **TC.** Telegramma con avviso di ricevimento: **PC.** Far proseguire: **FS.** Telegramma da far proseguire su richiesta del mittente: **FS de x.** Telegramma rispedito su richiesta del destinatario: **Réxpédie de x.** Numero X di indirizzi: **TMx.** Comunicare a tutti gli indirizzi: **CTA.** Espresso: **Exprès.** Espresso pagato: **XP.** Posta raccomandata: **PR.** Fermo posta: **GP.** Fermo posta raccomandata: **GPR.** Posta aerea: **PAV.** Posta aerea raccomandata: **PAVR.** Fermo telegrafo: **TR.** Telegramma da consegnare in formato di lusso: **LX.** Telegramma da consegnare a proprie mani: **MP.** Giorno: **Jour.** Notte: **Nuit.** Telegramma da consegnare ad una precisa data: **Remmetre x.** Radiotelegramma da trasmettere tramite una o due stazioni mobili su richiesta del mittente: **RM.** Telegramma di stampa: **Presse.** Telegramma meteorologico: **OBS.** Telegramma lettera del regime europeo: **ELT** oppure **OLTF.** Telegramma lettera del regime extra-europeo: **LT** oppure **LTF.**

STAZIONI CLANDESTINE E VARIE

La stazione **Radio Portogallo libero** è stata udita recentemente sulla frequenza di 12000 kHz, (variabile fra 11995 e 12010 kHz) dalle ore 06.50 alle 07.30 GMT, dalle 1200 alle 1230 GMT (in relè con la frequenza di 14940 kHz) e dalle 23.30 alle 23.50 GMT.

La stazione **La Voce della Verità,** che trasmette normalmente su 7300 kHz, durante il mese di Aprile ha iniziato a trasmettere anche sulle frequenze di 7335 kHz (instabile) alle ore 04.30, 07.00, 09.30, 11.15, 16.00, 19.30 e 21.00 GMT e sulle frequenze di 9775 (instabile) alle ore 05.15, 07.30, 10.00, 12.00, 14.00, 17.15.

La stazione venezuelana di Caracas, Radio Tropical che trasmette sulla frequenza di 4870 kHz, udibile in Italia nelle ore notturne, specialmente nella stagione invernale, irradia anche dei notiziari italiani.

La stazioni turca destinata alle osservazioni meteorologiche e che trasmette sulla frequenza di 6900 kHz programmi musicali alternati con notizie meteorologiche alle ore 5.00-7.00, 8.00-10.00, 12.00-16.00 e 18.00-19.30 GMT, risponde ai rapporti di ricezione che possono essere inviati direttamente al direttore sig. Dott. U.E. Colosan, P.O. Box 401, Servizio Meteorologico Turco. E' necessario allegare un coupon per la risposta.

CRONISTORIA DEL REGISTRATORE VIDEO

ultima parte di Domenico SERAFINI

Termina con questa IV parte la serie di articoli che ci ha introdotto nel mondo della videoregistrazione.

Un mondo molto complesso ed inedito, affascinante e lucroso, un futuro per il riparatore TV ed un hobby per il dilettante.

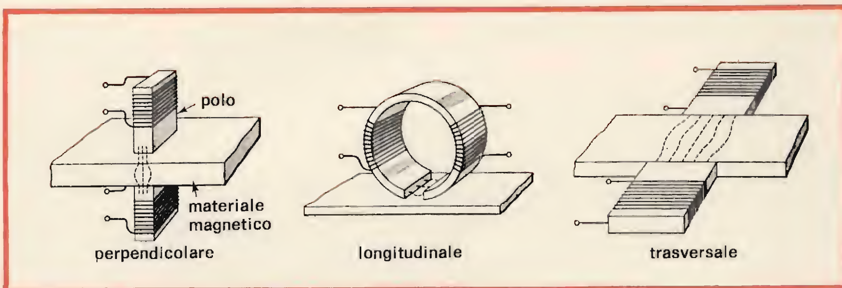
Il videoregistratore non è un apparato qualsiasi, è un'omogenea fusione tra l'elettronica e la meccanica, l'ottica e l'acustica, ed è destinato a prendere il posto del proiettore, la telecamera sostituirà la cinepresa.

Negli Stati Uniti è incominciata la corsa al RVM, ne sono stati installati in locali pubblici come bar, ristoranti e grandi magazzini, le banche hanno universalmente adottato un sistema di sicurezza basato sulla TVCC e RVM.

Istituti tecnici registrano programmi didattici su nastro videomagnetico, che per le dimostrazioni pubbliche non richiedono ingombranti apparecchiature, ma un semplice giranastro ed un TV.

LA TESTINA MAGNETICA

La testina trasduttrice, com'è noto, non è altro che un elettromagnete, cioè una bobina ed un circuito magnetico aperto (con traferro) di bassissima rimanenza, questo vuol dire che si magnetizza solo in presenza di una corrente elettrica o tramite contatto con sostanze magnetizzate.



Il disegno illustra i diversi sistemi di registrazione magnetica di un nastro.

Di solito il traferro non è in aria, ma è riempito con materiale non magnetico conseguendo così un campo molto stretto e molto potente.

Le testine magnetiche si possono dividere in quattro classi:

1) di cancellazione
2) di registrazione
3) di riproduzione
4) a funzione doppia (registrazione e riproduzione).

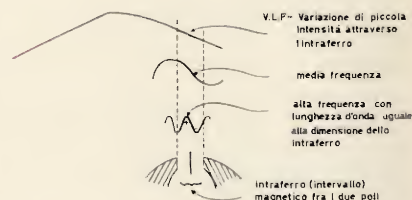
E' ovvio che un nastro pre-magnetizzato deve essere demagnetizzato o smagnetizzato prima di poterci registrare, quindi la testina di cancellazione deve essere la prima che il nastro incontra nel suo movimento d'avvolgimento.

Da notare che il campo magnetico non è continuo, in quanto causerebbe dei rumori di fondo, bensì alternato.

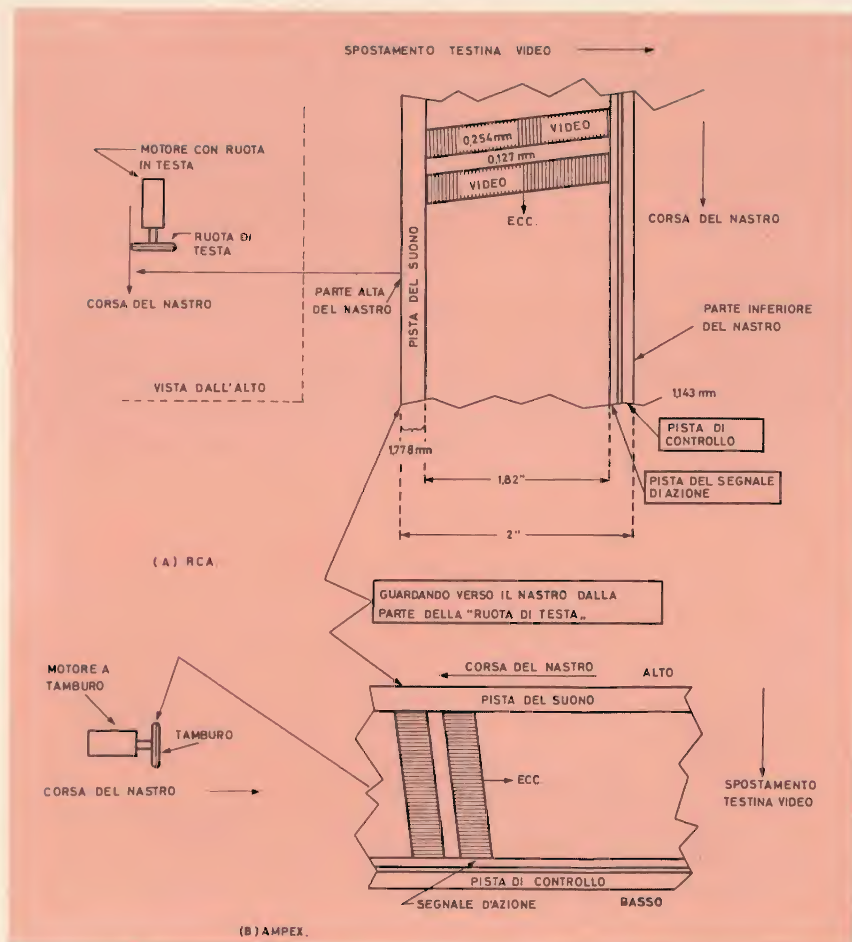
Il metodo di cancellazione consiste nel far passare il nastro preregistrato attraverso un campo magnetico ad alta frequenza il quale prima aumenta e quindi diminuisce d'intensità. Le successive alternanze sono fatte in modo da essere ridotte a zero quando la sezione del nastro lascia la zona di influenza.

Recenti prove hanno stabilito che subito dopo la cancellazione, il nastro riacquista una piccola porzione della magnetizzazione, a tale scopo vengono impiegate testine di cancellazione a due traferri assicurando così una doppia demagnetizzazione.

La testina di riproduzione è simile a quella di registrazione, in molti casi, come indicato nella classifi-



Inter-relazione tra traferro e frequenza.



Scansione elicoidale (in A è visibile il sistema RCA, in B il sistema AMPEX).

cazione, queste vengono combinate.

La frequenza più elevata che una testina magnetica può riprodurre dipende dalla larghezza del traferro e dalla velocità di svolgimento del nastro, mentre la frequenza di risonanza dovrebbe essere più elevata della frequenza limite di registrazione.

Il bisogno di un piccolo traferro necessario per una buona risposta può essere compensato da una riduzione della profondità (del traferro), questo comunque è poco pratico alle alte velocità impiegate nelle registrazioni video e quelle a pulsanti logici in quanto la testina subirebbe un rapido logorio.

L'impedenza del circuito induttore o indotto, in ogni caso la bobina, dovrebbe avere un valore inferiore a quella della sorgente del segnale in modo che la corrente attraverso la testina sia il più indipendente possibile dalla frequenza del segnale d'entrata. Una bassa impedenza, inoltre, ne facilita la costruzione.

Per il circuito magnetico, la ferrite è molto più efficiente delle leghe ad alta permeabilità, specialmente per le alte frequenze in gioco nelle video-registrazioni.

Data la sua elevata resistività, la ferrite minimizza le perdite dovute alle correnti parassite.

Sino a poco tempo fa il materiale impiegato per la costruzione delle testine video-magnetiche era un compromesso tra nuclei di ferrite e leghe ad alta permeabilità come ferro-alluminio (Alfenol).

Ultimamente, comunque, il progresso tecnologico ha potuto farci godere i vantaggi connessi con le testine ad una sola ferrite.

L'estrema durezza e la struttura cristallina del materiale di ferrite permettono un alto grado di precisione meccanica non possibile con la tecnica di costruzione lamellare.

LA POLARIZZAZIONE ALTERNATA

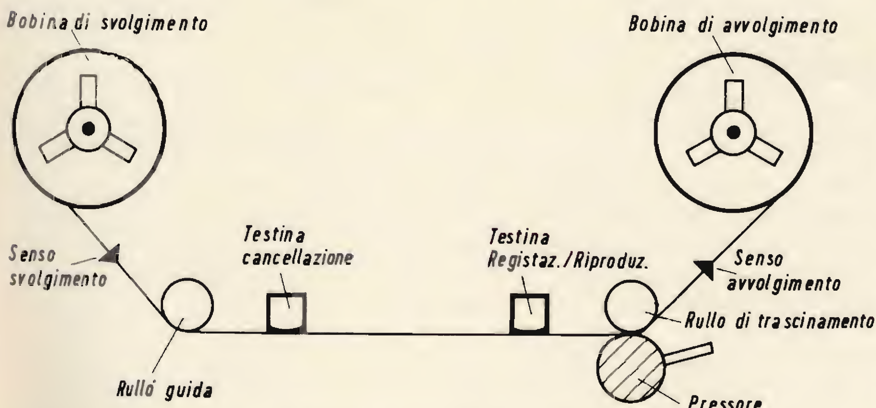
Abbiamo esaminato la costruzione e le caratteristiche del nastro magnetico e delle testine trasduttrici, ora cercheremo il modo per ottenere una buona registrazione video.

Affinché il campo magnetico, derivato da un segnale elettrico prodotto da una condizione fisica, possa essere immagazzinato su di un nastro magnetico per quindi essere usato a piacimento, è necessario che detto campo non influenzi sempre la stessa porzione del nastro.

In altre parole per ogni singolo mutamento del segnale elettrico, il campo magnetico derivatone, dovrebbe agire su di una nuova zona del nastro.

In principio si è trovato conveniente far muovere il nastro facendo restare fissa la testina trasduttrice.

Da qui, comunque, è facile comprendere che per un segnale elettrico che muta ad una frequenza elevata, affinché lo si possa recupe-



Questa figura permette di vedere la posizione della testina di cancellazione.

rare con fedeltà, è necessario che il nastro si muova ad un'alta velocità.

E' noto che il traferro di una testina magnetica ha delle dimensioni fisse, questo significa che solo quella frequenza il cui periodo abbia la stessa lunghezza del traferro potrà essere fedelmente immagazzinata dal nastro.

In altre parole, una testina non può tradurre con fedeltà qualsiasi frequenza.

A tale inconveniente si è rimediato con la polarizzazione alternata o a.c. bias, come la chiamano in America.

Questa consiste nel modulare la frequenza il cui periodo abbia la stessa lunghezza del traferro della testina magnetica con un segnale elettrico intelligente.

TIPI DI SCANSIONE

Vi sono almeno tre metodi di registrazione che dipendono più o meno dalla relazione tra la direzione del campo magnetico ed il movimento del nastro.

Quando queste due direzioni coincidono tra loro, il processo è conosciuto come «registrazione longitudinale».

Quando la direzione del campo magnetico è perpendicolare a quella del nastro, la registrazione viene chiamata «trasversale», mentre quando la direzione del campo è perpendicolare non solo alla direzione del nastro, ma anche al piano, viene chiamata perpendicolare.

La registrazione o scansione longitudinale è comunemente usata nei magnetofoni, questa può essere ottenuta con tre tipi di trasduttori: ad anello, ad un polo e a due poli.

La testina ad anello, è quella comunemente impiegata.

La registrazione trasversale venne usata nei primi video-registratori, oggi si preferisce impiegare alcune sue varianti.

La scansione perpendicolare si usa di preferenza in apparati professionali atti a registrare segnali a basse frequenze.

LA LARGHEZZA DI BANDA

La gamma di frequenze richiesta da un segnale video si deve estendere dalle regioni basse, per delle buone sfumature, a quelle alte per i dettagli.

La risoluzione verticale determina la qualità delle linee di scansione ed in pratica dipende dalle dimensioni del fascio elettronico (spot). La massima risoluzione verticale viene determinata dal numero delle linee di scansione. Lo standard statunitense ne conta 525.

Il blanking verticale è circa il 7,5% delle frame, quindi 40 linee sono tagliate fuori, ne restano 485.

Lo spazio tra le linee di scansione e quelle accavallate tende a ridurre dette linee dello 0,7%, il che porta a 340 le linee attive.

La risoluzione orizzontale invece dipende maggiormente dalla larghezza di banda, in altre parole più larga è la banda passante, più il quadro viene riprodotto con maggiore fedeltà.

Possiamo dire con approssimazione che 1 MHz corrisponde ad 80 linee orizzontali.

Normalmente si considerano ottime le riproduzioni di segnali video a 4,5 MHz, queste rappresentano risoluzioni orizzontali negli ordini di 360 linee.

La normale banda passante di un moderno studio televisivo è di oltre 8 MHz, comunque le trasmissioni vengono limitate dalla FCC a 4 MHz, il che significa una risoluzione orizzontale di 320 linee.

Bisogna anche considerare che generalmente il responso dei ricevitori in b/n termina sotto i 4 MHz il che porta la risoluzione a meno di 300 linee/oriz.

Il limite inferiore affinché non si noti un apprezzabile diminuzione della qualità della riproduzione video è di 160 linee/oriz. il che porta la banda passante a soli 2 MHz.

IL RVM

Un segnale televisivo completo contiene frequenze comprese tra 5 Hz e 5 MHz. Questo significa che il nastro magnetico, per un trasduttore il cui traferro sia di 0,1 mm e affinché possa fedelmente immagazzinare e restituire un segnale, dovrebbe viaggiare ad una velocità di 12,7 m/sec, circa 58 km/h!

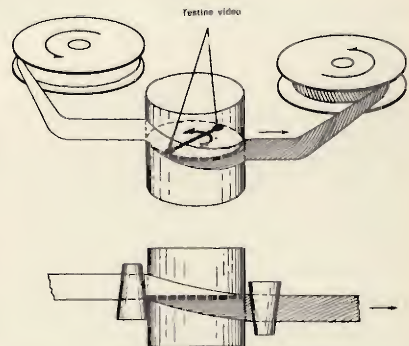
L'RCA in principio riuscì a sviluppare un sistema a scansione longitudinale facendo viaggiare il nastro a 9 m/s. Questo consegnava un responso di 2 MHz, purtroppo richiedeva un'enorme quantità di nastro per programmi relativamente corti.

L'Ampex ha pensato prima di tutto a risolvere il problema della velocità, in altre parole ha studiato il modo di poter aumentare il responso facendo diminuire la velocità del nastro magnetico. Conseguentemente ha cercato la maniera di risparmiare il nastro, propositi piuttosto complessi ed alquanto contradditorii.

Il primo problema venne brillantemente risolto facendo ruotare la testina magnetica ad una velocità



Manutenzione degli apparati RUM presso la Hewlett-Packard.



Registrazione a scansione elicoidale.



Una moderna videonastroteca.

elevata rispetto a quella del nastro, mentre quest'ultimo veniva fatto viaggiare ad una velocità compatibile a quella dei magnetofoni, la testina poteva raggiungere i 400 giri al sec.

In tale maniera le informazioni video venivano registrate sul nastro come una serie di tracce. Con ciò si otteneva una notevole economia del nastro in quanto questo viaggiava ad una velocità piuttosto bassa, pur registrando un miglior responso dovuto ad una elevata velocità tra testina e nastro.

Per un ulteriore risparmio del nastro magnetico le soluzioni offerte erano due, o aumentare la velocità di rotazione della testina o semplicemente fare in modo che un altro trasduttore potesse registrare un'altra traccia a seguito della prima testina. In altre parole si trattava di sistemare due o più testine trasduttrici su di un unico tamburo.

E' stato facile dedurre che se le tracce venivano registrate in modo trasversale invece di quello longitudinale, si poteva usufruire di più spazio e quindi a parità di lunghezza del nastro si poteva immagazzinare più informazioni, naturalmente il nastro doveva necessariamente essere più largo di quelli impiegati nella scansione longitudinale.

Per far ciò è bastato far passare il nastro magnetico su di un tamburo facendolo avvolgere secondo il passo di una vite.

Ed ecco ideato il più efficiente sistema di registrazione video. Tale tecnica viene chiamata a «scansione elicoidale» ed è universalmente impiegata nella registrazione videomagnetica.

Naturalmente è necessario «dire» alla testina trasduttrice quando una linea di scansione inizia e quando finisce, per questo nella parte inferiore del nastro vengono registrati «segnali di controllo». Una o due piccole fasce longitudinali situate sulla parte superiore del nastro sono impiegate come traccia audio, la tecnica di registrazione è comune a quella dei magnetofoni.



Duplicazione di un programma videomagnetico.

LA SCELTA DEL RVM

Nel selezionare un tipo di registratore video bisogna necessariamente prendere in considerazione alcuni fattori.

Prima di tutto assicurarsi che la cartuccia o nastro magnetico sia almeno compatibile con alcuni altri tipi.

Attualmente vi sono in commercio oltre 15 formati di nastri magnetici da 6,35 mm a 5,08 cm, con velocità variabili dai 9,4 cm/sec ai 30,5 cm/sec ed un periodo di registrazione che va da un minimo di 14 min. ad un max di 300 min.

L'unificazione è avvenuta solo in Giappone a cura dell'EIAJ (Electro-Standard Industries Association of Japan) ed è conosciuta come Standard Tipo I, eccone le caratteristiche:

Larghezza del nastro:	12,7 mm
Velocità del nastro:	19 cm/sec
Diametro del tamburo porta testine:	115,82 mm
Angolo della traccia video:	3° 11'
Video pitch (passo):	173 μm
Lunghezza della traccia audio:	1 mm
Larghezza della traccia controllo:	0,8 mm

Il costo di un apparecchio RVM è vario, in commercio ne esistono «per tutte le borse» con prezzi compresi tra le 430 mila lire e gli 8 milioni di lire.

La qualità di riproduzione, comunque, non è necessariamente proporzionale al suo costo, in pratica la fedeltà dipende da alcuni concetti e specificazioni di cui tutti tengono conto in sede di progettazione, come ad esempio:

a) velocità di scrittura o scansione
b) stabilità del tempo base
c) guide ben disegnate
d) controllo della tensione sul nastro
e) rapporto s/d

Naturalmente, a parità di prestazioni, un apparato RVM può costare molto di più se fornito di circuiti per la scansione lenta e ferma, equipaggiato con monitore o provvisto di microfono e telecamera.

Abbiamo visto che la banda passante o risoluzione orizzontale dipende maggiormente dalla velocità di scansione.

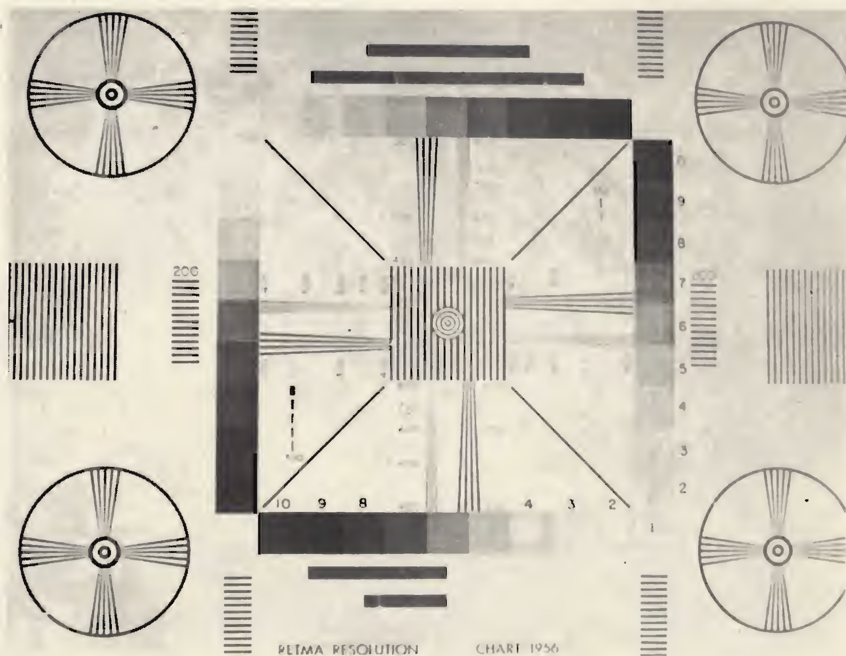
In pratica le basiche differenze fra i vari RVM stanno nella velo-

cità di scansione e nella larghezza del nastro.

Attenzione a non confondere la velocità del nastro che, come detto, può variare tra 9,4 e 30,5 cm/sec, con la velocità di scansione la quale varia dai 5 m/s ad oltre 25 m/s.

I registratori video semi-professionali possono raggiungere bande passanti di 4,5 MHz con risoluzione oriz. di 360 linee. Considerando che generalmente la risposta dei televisori in b/n termina sotto i 4 MHz, ci possiamo rendere conto che il servizio reso da una riproduzione di sole 160 linee non è poi tanto male. La larghezza di banda di comuni RVM può quindi variare da un minimo di 2 MHz ad un massimo di 4,5 MHz.

Il prodotto s/d non ci indica altro che la quantità di rumore introdotto dall'apparato RVM, queste interferenze, nella maggior parte dei casi, vengono riprodotte come effetto neve.



Il test pattern o monoscopio.

L'attrito tra la testina trasduttrice ed il nastro è un problema incontrato in qualsiasi RVM, questo comunque dipende dalla qualità del nastro magnetico ed è causa del rapido logorio della testina.

Le testine magnetiche in genere hanno una vita che varia da un minimo di 250 ore ad un massimo di 2000 ore.

Nel nostro caso non ci preoccuperemo molto del responso audio, comunque per riproduzioni in varie lingue è bene accertarsi che il RVM possa ospitare due tracce audio. Per quanto riguarda la fedeltà, il responso medio non va sotto i 9 kHz.

Alcuni apparati RVM vengono provvisti di circuiti per la registrazione diretta da un televisore commerciale, tale tecnica viene chiamata registrazione catodica. Vitapix o più semplicemente RT.

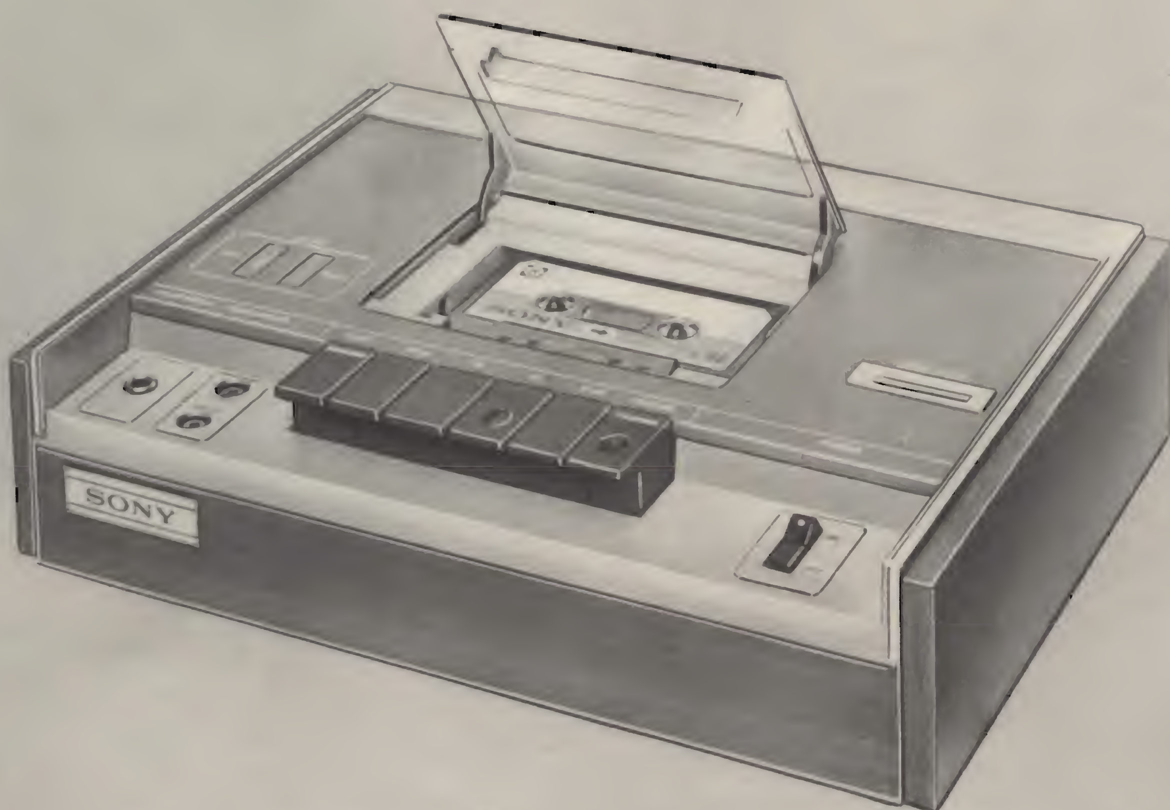
L'energia consumata da un apparecchio RVM varia da un minimo di 7 W ad un massimo di 750 W.

IL TEST PATTERN

Il monoscopio o test pattern è un elemento indispensabile nella tecnica televisiva, questo viene ampiamente impiegato nelle registrazioni video in quanto è in grado di determinarci a «colpo d'occhio» a) la risoluzione orizzontale e verticale, b) la qualità dell'interlaccio, c) il responso video alle basse ed alte frequenze, tutti parametri necessari per la scelta di un apparato videoregistratore.

Un esempio di monoscopio è indicato in basso, questo è stato sviluppato dall'EIA ed è conosciuto sotto il nome di «Carta RETMA».

Come sappiamo delle 525 linee trasmesse solo 340 vengono riprodotte. Per determinare il numero delle linee di scansione risoluzione verticale, basta osservare le linee orizzontali, le cifre al fianco di ciascun gruppo di linee determinano il grado di risoluzione. Una banda passante di 4,5 MHz dovrebbe riprodurre un quadro con una risoluzione orizzontale di almeno 360 linee. Il responso di un registratore video si può determinare giudicando la qualità di riproduzione delle linee verticali, queste, come nel primo caso, sono affiancate da numeri, il punto dove ancora è possibile distinguere ciascuna linea determina il grado della risoluzione orizzontale.



IL REGISTRATORE STEREO A CASSETTA ATTESO DA CHI DESIDERA PRESTAZIONI ECCELLENTI DELL'IMPIANTO HI-FI

TC-122:

- 4 tracce stereo e due tracce mono in riproduzione e registrazione.
- Controllo automatico del livello di registrazione grazie al famoso dispositivo SONY-O-MATIC.
- Controllo automatico di guadagno (AGC).
- Interamente transistorizzato con circuiti a bassa distorsione per una riproduzione esente da rumore.
- Strumenti indicatori di livello stereo.

- Velocità: 4,8 cm/s.
- Risposta di frequenza: 40 ÷ 10.000 Hz.
- Rapporto segnale/disturbo: 45 dB.
- Wow e flutter: 0,22%.
- Distorsione armonica: 2,5%.
- Ingressi: microfono ausiliario e connettore registrazione/riproduzione.
- Uscite: linea, cuffia e connettore registrazione/riproduzione.
- Alimentazione: 100 - 110 - 120 - 220 - 240 Vc.a.
- Dimensioni: 300 x 78 x 227.
- Peso: 2,8 kg.

ACQUISTATE PRODOTTI SONY SOLAMENTE CON GARANZIA ITALIANA



radiotecnica

quarta parte

di P. SOATI

LE MICRO ONDE

Nel campo delle microonde il compito di trasferire l'energia elettromagnetica fra i diversi punti di un circuito, compreso il sistema radiante, anziché alle normali linee di trasmissione a due conduttori è affidato ad un solo conduttore che generalmente ha la forma di un tubo cavo rettangolare, (pur potendo assumere delle forme differenti), che viene detto guida d'onda.

GUIDE D'ONDA

Uno studio profondo dei fenomeni per cui è possibile trasmettere l'energia fra due punti che siano collegati fra loro mediante una guida d'onda, non può essere preso in considerazione in una rubrica di questo genere; infatti la teoria del funzionamento delle guide d'onda, che è in stretta relazione con l'equazione del Maxwell, è alquanto complicata e pertanto, a coloro che desiderano approfondire le loro cognizioni in questo campo, consigliamo l'acquisto di pubblicazioni specializzate come quelle del Terman, del Gurewitsch ed altre edite in Italia.

Il materiale che costituisce una guida d'onda deve avere una conduttività molto elevata perché altrimenti non sussisterebbero le condizioni che sono necessarie per il suo funzionamento.

L'energia, che si trasmette nell'interno della guida d'onda sotto forma di un campo elettromagnetico nello stesso modo con il quale viene irradiata da un'antenna, segue, con la velocità della luce, un percorso a zig-zag poiché incontrando le pareti della guida stessa subisce delle riflessioni con un angolo identico a quello di incidenza, e con inversione di fase del campo elettromagnetico, come mostra la figura 1.

L'effetto pellicolare impedisce che si verifichi qualsiasi azione elettromagnetica esterna, cosa questa della massima importanza dato che l'energia, per non essere dispersa,

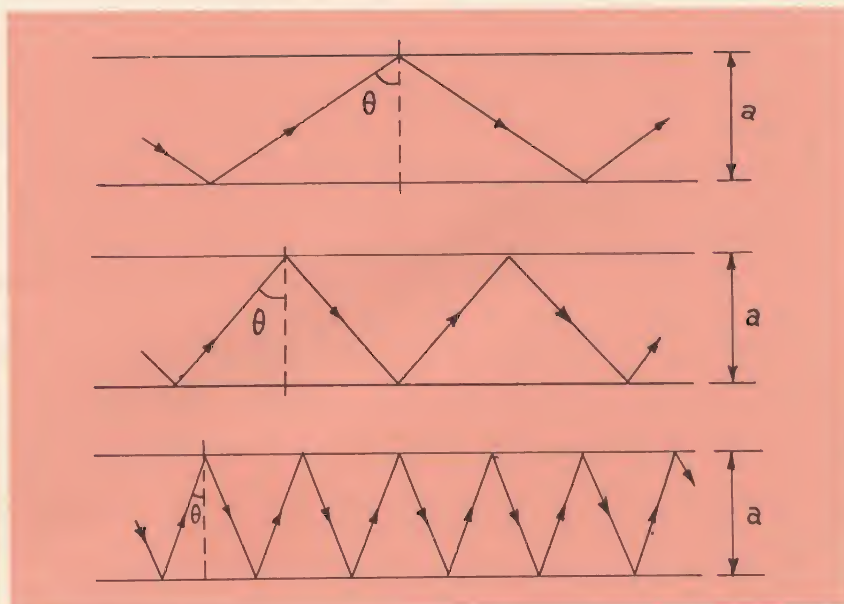


Fig. 1 - Propagazione dell'energia all'interno di una guida d'onda sotto forma di un'onda em che si propaga zig zag.

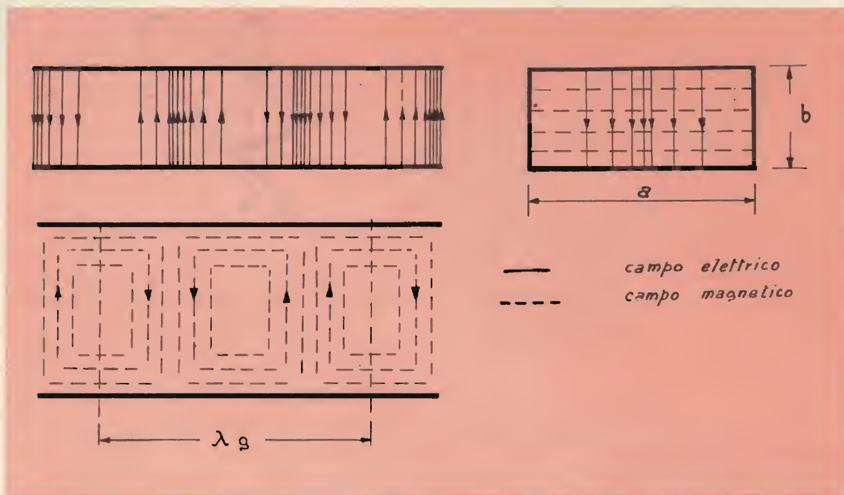


Fig. 2 - Configurazione dei campi elettromagnetici in una guida d'onda rettangolare, per il modo dominante. I campi elettrici e magnetici sono in fase nel tempo, e ad angoli retti nello spazio fra loro e con la direzione di propagazione.

deve propagarsi unicamente nell'interno della guida d'onda.

La forma maggiormente utilizzata, come abbiamo precisato nella premessa, è quella rettangolare che oltre ad essere di semplice costruzione, presenta un sensibile margine di dimensioni fra la frequenza di taglio ed i modi superiori.

A questo proposito dobbiamo precisare che le guide d'onda hanno alcune particolari proprietà che non si riscontrano nelle normali linee bifilari.

In primo luogo una guida d'onda si comporta esattamente come un filtro passa alto *che non trasmette onde di frequenza inferiore ad un valore critico di taglio che dipende dalle dimensioni. E' per questo motivo che alle guide d'onda si possono applicare soltanto delle frequenze più elevate. Inoltre in una guida d'onda possono sussistere diverse configurazioni di campo elettromagnetico che rispettano le condizioni che sono imposte dalla presenza delle pareti. Per ognuna di queste configurazioni la guida d'onda ha una data frequenza di taglio.*

Tali configurazioni, di cui parleremo più avanti, sono dette modi *della guida.*

In modo relativo alla frequenza più bassa, alla quale normalmente viene affidata la propagazione dell'energia, è detto modo dominante.

Se si vuole evitare la presenza di modi superiori è necessario limitare le dimensioni della guida in maniera da ottenere soltanto il modo dominante.

Adottando delle dimensioni maggiori si verificherebbero delle oscillazioni perturbatrici aventi frequenza superiore.

La figura 2 si riferisce alla classica disposizione dei campi elettrici e magnetici di una guida d'onda con sezione rettangolare.

Essi risultano essere in fase tra loro mentre geometricamente si presentano ad angolo retto, l'uno rispetto all'altro, ed anche rispetto alla direzione di propagazione.

Nella stessa figura si può rilevare come l'intensità del campo elettrico, lungo la dimensione «a», sia massima verso il centro e nulla in prossimità della parete. Questa condizione è indispensabile affinché le onde elettromagnetiche possano spostarsi liberamente nell'interno della guida, dato che qualsiasi campo elettrico parallelo in prossimità delle pareti darebbe luogo ad una indefinita corrente sul conduttore perfetto impedendo la propagazione dell'energia.

Il fenomeno può essere meglio compreso analizzando la figura 3. In essa si può costatare come l'onda debba essere considerata suddivisa in due parti distinte che si spostano secondo direzioni opposte.

A contatto con le pareti le creste negative si incontrano con quelle positive di modo che il campo elettrico si annulla come è mostrato anche dalla figura 2.

Praticamente affinché il valore del campo elettrico si annulli la lunghezza d'onda dovrà essere inferiore al doppio della dimensione «a» cioè:

$$\lambda < 2a$$

Quando infatti le onde em hanno una lunghezza superiore alla lunghezza d'onda di taglio *(cioè a 2a) esse rimbalzano da una parte all'altra senza che si verifichi alcun spostamento di energia.*

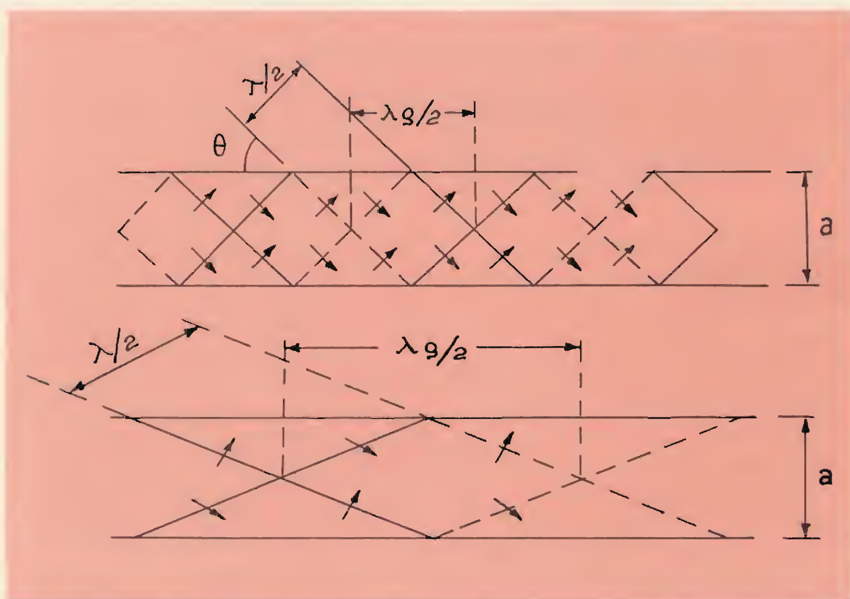


Fig. 3 - Velocità di gruppo. Nella figura sono rappresentati i fronti d'onda di cui alla figura 1. L'angolo Θ è determinato dalla condizione che i successivi fronti positivi e negativi, che si spostano nella stessa direzione, stanno per sovrapporsi.

La dimensione «b» della guida d'onda non è critica: essa non deve superare λ/2 e normalmente è lunga 0,35 λ.

In relazione al fatto che le dimensioni delle guide d'onda debbano avere dei valori dello stesso ordine di grandezza della lunghezza d'onda il loro uso è limitato alle microonde ed alle iperfrequenze.

E' importante sapere che le onde elettromagnetiche pur spostandosi internamente alla guida d'onda con la stessa velocità della luce, in relazione al loro modo di procedere a zig-zag sono costrette ad effettuare un percorso maggiore rispetto a quello diretto e ciò in definitiva corrisponde ad una diminuzione della velocità di propagazione del fronte d'onda rispetto alla velocità che esso avrebbe nello spazio libero.

La velocità di propagazione delle onde em in una guida è detta «velocità di gruppo» *(V_g).*

Inoltre il susseguirsi delle riflessioni da una parte all'altra delle pareti agisce in modo che la lunghezza d'onda caratteristica della guida (λg di figura 3) sia maggiore della lunghezza d'onda delle due componenti, il che equivale a dire che la lunghezza d'onda di una guida è sempre maggiore di quella che si avrebbe in un mezzo libero.

Le frequenze di valore superiore alla frequenza di taglio, ed i vari tipi di armoniche, che si possono propagare attraverso una guida sono praticamente infinite, inoltre in un tubo chiuso quando il campo elettrico ha una componente nel senso della propagazione, il campo magnetico ne è esente e viceversa.

In relazione a queste proprietà, che naturalmente sono dimostrabili teoricamente, le onde di una guida d'onda si suddividono nei due seguenti modi:

Onde TM: *dette anche onde E, il cui campo magnetico è completamente trasversale nel senso della propagazione, con componente del campo elettrico nel senso della propagazione.*

Onde TE: *note anche con il nome di onde H, che posseggono un campo elettrico completamente trasversale e che hanno una componente del campo magnetico nella direzione di propagazione.*

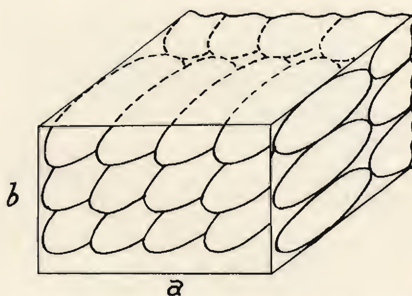


Fig. 4 - Rappresentazione di una guida d'onda rettangolare. Se si varia la dimensione *a* lungo l'asse x della guida il modo di propagazione non si altera se invece si varia la dimensione *b* lungo lo asse y si ottiene un diverso *modo* di propagazione.

I modi successivi si indicano con i due suddetti gruppi di lettere seguite da indici numerici come $TM_{1,1}$, $TE_{0,2}$ e così via.

DIMENSIONI DI UNA GUIDA D'ONDA

In una guida d'onda rettangolare le dimensioni di «a» (figura 4), come abbiamo precisato prima, devono essere sempre superiori al valore della mezza onda più bassa mentre la dimensione «b» deve corrispondere a 0,5 aλ, per consentire alla guida d'onda di funzionare con il modo dominante.



Fig. 5 - Guida d'onda *Narda* per frequenze da 8 a 12,4 GHz. ROS massimo 1,05.

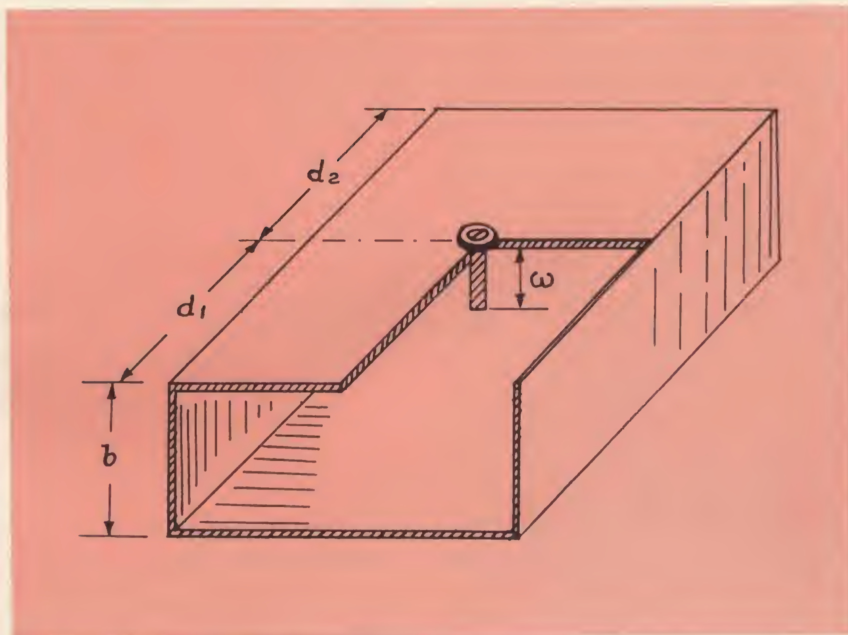


Fig. 6 - Vite regolabile in una guida d'onda per l'adattamento di impedenza.

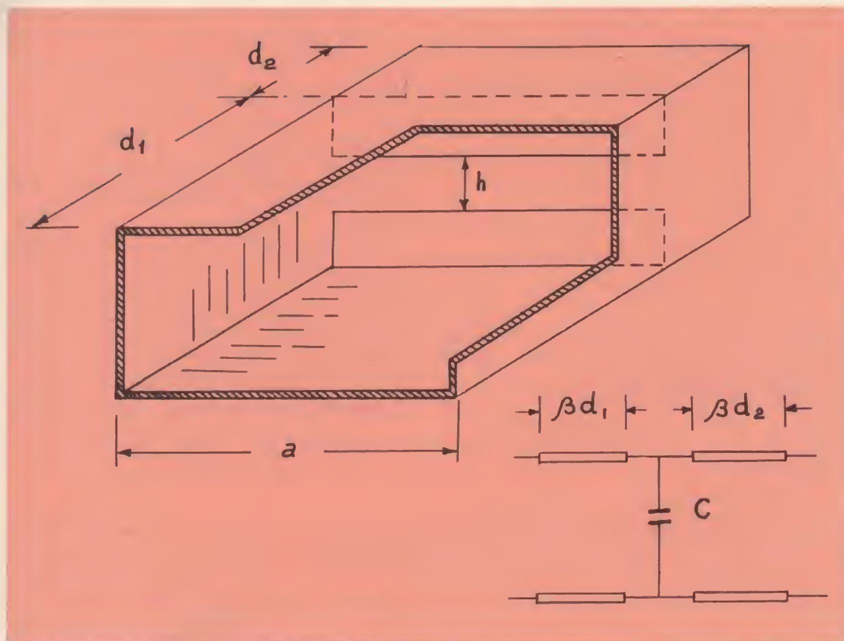


Fig. 7 - Fenditura orizzontale di una guida d'onda. Si comporta come una suscettanza capacitiva che cresce al diminuire della larghezza della fenditura.

Tenendo in considerazione il modo dominante (detto anche fondamentale), in una guida d'onda rettangolare la lunghezza d'onda di taglio è uguale a 2a, *l'onda più alta trasmessa, con minore attenuazione è di* 1,6a *mentre la lunghezza d'onda più corta, prima che si passi al modo successivo, è di* 1,1a.

Per le guide d'onda circolari valgono le considerazioni di cui sopra sebbene ne differisca la forma delle equazioni relative al campo em.

I valori sopra accennati, sempre nel caso di guide circolari, saranno rispettivamente di 2,46r, 2,2r *e* 2,8r *dove la lettera «r» sta ad indicare il raggio.*

CONSIDERAZIONI SULLE GUIDE D'ONDA

Le guide d'onda sono eccitate mediante un sistema di accoppiamento capacitivo od induttivo realizzato a mezzo di una sonda o di una spira.

Ogni tipo di guida d'onda deve essere eccitata da un'antenna che dia luogo alla componente desiderata. Ad esempio un'onda avente il campo magnetico trasversale dovrà essere eccitata da una spira che provochi il campo magnetico trasversale oppure da un piccolo dipolo che generi un campo elettrico assiale.

All'uscita l'energia sarà prelevata con un dispositivo simile a quello di eccitazione.

La tecnica moderna ha permesso attualmente di applicare alle guide d'onda dei dispositivi simili a quelli che sono impiegati per le frequenze più basse.

Ad esempio una lamina immersa nel campo elettrico, in relazione alla sua posizione nello stesso, può comportarsi come un'induttanza, una capacità, od anche come una resistenza permettendo di realizzare, a seconda delle necessità, attenuatori, dispositivi di adattamento o dispositivi aventi lo scopo di eliminare la presenza di onde stazionarie.

Qualora sia necessario prelevare delle piccole quantità di energia si ricorre all'uso di piccole fessure, mentre nel caso in cui l'energia debba essere suddivisa si adoperano delle biforcazioni che si realizzano dando alle guide d'onda la forma di un T *di una* Y, *di un doppio* T *e così via.*

Per adattare l'impedenza di una guida d'onda all'impedenza di un generatore, o al carico, si ricorre a dei semplici dispositivi meccanici quali un piolo metallico, in pratica una vite regolabile, che penetra nel centro della parete, come mostra la figura 6 e che si comporta come una suscettanza a tipo risonante in serie, variabile in funzione della sua penetrazione.

Una fenditura orizzontale si comporta come una suscettanza capacitiva che cresce al diminuire della larghezza delle fenditura (figura 7), mentre una fenditura verticale, figura 8 si comporta come una suscettanza induttiva che cresce con il diminuire della larghezza della fenditura.

Precisiamo infine che per impedenza caratteristica di una guida di onda si definisce il rapporto fra il campo elettrico e la componente normale alla propagazione di campo magnetico in una sezione normale di guida d'onda.

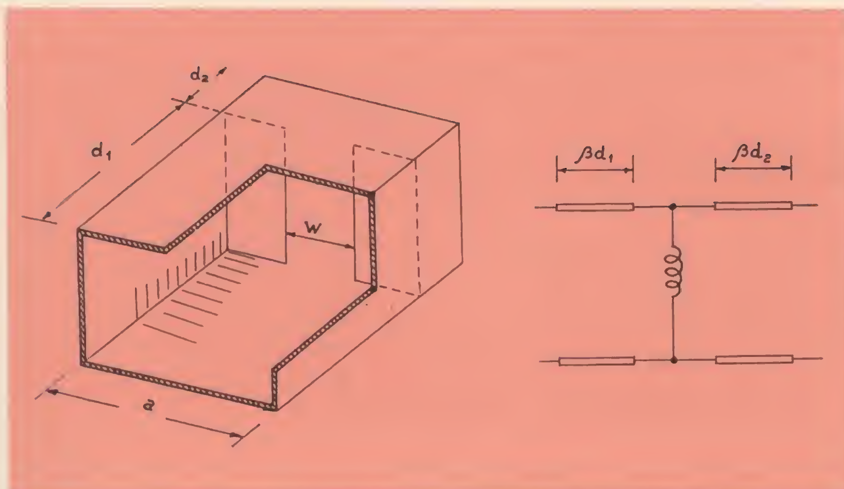


Fig. 8 - Fenditura verticale di una guida d'onda. Si comporta come una suscettanza induttiva che cresce al diminuire della larghezza della fenditura.



l'angolo del CB

di Piero SOATI

PARLIAMO DELLE ANTENNE

Siamo certi che un CB sappia che cosa sia un'antenna e quale tipo debba utilizzare quando desidera aumentare il raggio di azione del suo rice-trasmettitore. La stampa tecnica è piena di notizie di questo genere. Le prime difficoltà le incontra però quando cerca di rendersi conto dei fenomeni che sono strettamente legati al rendimento di un'antenna, magari chiedendo informazione a qualche amico, durante un QSO. In questo caso non è raro ascoltare delle definizioni veramente umoristiche: ora se è ben vero che, come affermava Wilhelm Raabe l'umorismo è la cintura di salvataggio nel fiume della vita, *non bisogna neanche dimenticare la massima del nostro Cantù che soleva affermare* che la falsa scienza è peggiore dell' ignoranza. L'ignoranza infatti è un campo sodo che si può lavorare e seminare. La falsa scienza, una volta che è inculcata nella mente, è un campo infetto di gramigne che a fatica si possono estirpare.

Pertanto è assolutamente indispensabile che un CB, che in definitiva non è altro che un futuro radioamatore poiché altrimenti rischierebbe di restare nei limiti che sono imposti da una presunta attività di tempo libero, provveda ad arricchire le proprie cognizioni tecniche, anche nel campo puramente teorico. A questo proposito è necessario tenere presente che il binomio teoria-pratica *è assolutamente inscindibile tanto nel campo della radiotecnica quanto in quello più vasto dell'elettronica.*

Infatti al giorno d'oggi è inconcepibile che chiunque venga a contatto con l'elettronica, sia per ragioni professionali sia per ragioni dilettantistiche, ignori le principali basi delle proprietà che regolano la radiotecnica.

Per agevolare il compito dei CB faremo del nostro meglio per dare qualche informazione sintetica di alcune caratteristiche che interessano le trasmissioni dilettantistiche, iniziando, per l'appunto, dalle antenne.

Che cos'è un'antenna? Non è altro che un conduttore, oppure un sistema di conduttori elettrici aerei, il cui compito è quello di irradiare, o di assorbire, nel caso della ricezione, le onde elettromagnetiche.

L'antenna vera e propria e la superficie del suolo, sopra il quale essa è installata, costituiscono le armature di un condensatore fra le quali la sorgente di energia ad alta frequenza stabilisce una differenza di potenziale alternativo.

Naturalmente il circuito d'antenna vero e proprio comprende tanto i conduttori, che costituiscono l'antenna quanto la linea di alimentazione, la capacità e l'induttanza che fanno parte di esso.

Il tipo più elementare di antenna



Fig. 1 - Esempio di adattamento: anno 2020.

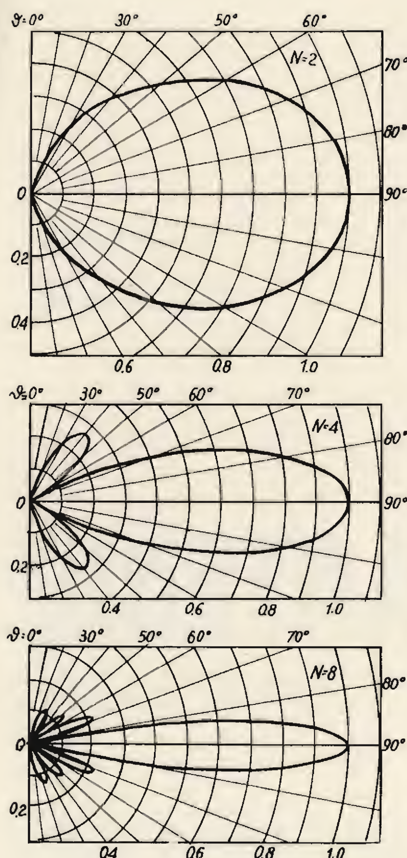


Fig. 2 - Diagrammi verticali di irradiazione per antenne a due, quattro e otto dipoli a mezz'onda orizzontali sovrapposti in senso verticale.

è costituito da un conduttore, orizzontale o verticale, lungo il quale l'induttanza e la capacità sono ripartite e possono essere facilmente calcolate.

Un'antenna di questo genere può anche disporre di un condensatore o di una induttanza, fissi o regolabili, inseriti, in genere, in un punto prossimo alla base dell'antenna stessa.

Un'antenna direttiva, semplice o multipla, è realizzata invece in modo da consentire la trasmissione, o la ricezione, prevalentemente da una data direzione. Ovviamente una parte dell'energia viene irradiata, o ricevuta, anche in altre direzioni ma in maniera molto più attenuata.

Avremo occasione di parlare in seguito dei tipi di antenna maggiormente usati, comunque è evidente che ai CB interessano maggiormente le antenne semplici, a propagazione omnidirezionale, tenuto conto che i collegamenti a distanza, almeno in teoria, non dovrebbero far parte dei compiti riservati alla loro attività.

CARATTERISTICHE DI UN'ANTENNA

Tutti parlano di impedenza: chi ne parla a proposito e chi ne parla invece a sproposito. Assicuriamo comunque i nostri lettori che l'impedenza non è l'attitudine ad irradiare le onde em in funzione del cambiamento delle condizioni del tempo, come la definiva giorni or sono una giovanissima YL, con una vocina veramente ultra fonogenica ma con delle cognizioni tecniche del tutto inesistenti!

Si definisce come impedenza *la resistenza apparente totale che si oppone alla circolazione di un flusso di corrente variabile in un circuito qualsiasi, quindi compreso quello di antenna e della relativa linea di alimentazione.*

E' bene insistere nel fatto che la impedenza, in contrasto con la resistenza ohmica pura, è una resistenza alle variazioni di flusso.

Per una corrente alternata, avente una data frequenza, l'impedenza è definita dal rapporto di tensione efficace rispetto all'intensità efficace della corrente che attraversa il circuito: se esso contiene induttanza e capacità, l'impedenza ohmica, quando queste due componenti si annullano a vicenda, si confonde con la resistenza ohmica pura.

Se il circuito contiene un condensatore si dice che presenta una reattanza capacitiva, *se contiene un'induttanza che presenta una* reattanza induttiva.

Non è il caso di approfondirci su questo argomento che è oggetto di opere più complete, pertanto ci limitiamo a precisare che l'impedenza di un'antenna, in un dato punto, non è altro che il rapporto fra la tensione e la corrente che esistono nel punto stesso.

L'impedenza serve a determinare la caratteristica del circuito di alimentazione, o di utilizzazione, dell'antenna e siccome varia da punto a punto, serve a stabilire il punto esatto in cui dovrà essere collegata la linea di alimentazione, che serve a collegare l'antenna all'ingresso del rice-trasmettitore, per ottenere una data impedenza. Un'antenna, come abbiamo già detto, possiede un'induttanza ed una capacità propria, dando perciò luogo a reattanza capacitiva ed induttiva: per questo motivo essa vibra, in regime libero, su una data frequenza che corrisponde alla lunghezza d'onda naturale o propria dell'antenna.

E' possibile comunque modificare la lunghezza d'onda propria di un'antenna senza alterare le dimensioni del conduttore, aggiungendo induttanza o capacità.

Un errore che si commette frequentemente è quello di confondere l'impedenza con la resistenza di irradiamento o di radiazione.

In un'antenna la resistenza di radiazione corrisponde alla resistenza totale che moltiplicata per il quadrato della corrente (I^2) dà il valore della potenza di irradiazione.

Ciò significa che il valore della resistenza di irradiamento è dato dal rapporto W/I^2 *in cui* W *indica per l'appunto i watt irradiati ed* I *la massima corrente irradiata. Pertanto la resistenza di radiazione non è altro che la resistenza utile, o radianza, che corrisponde al valore dell'energia ad alta frequenza, dissipata nell'antenna per irradiare il campo elettromagnetico.*

La resistenza di irradiamento può anche essere misurata controllando con un wattmetro i watt irradiati e con un amperometro la corrente di antenna.

La resistenza di irradiamento di un'antenna unifilare verticale, isolata da un lato e messa a terra dall'altra estremità (cioè accordata in quarto d'onda), è sempre uguale a 40 Ω quando essa oscilla su una lunghezza d'onda fondamentale che corrisponde a quattro valvole la lunghezza geometrica del filo verticale.

Un'antenna a mezz'onda, quando è eccitata sulla sua frequenza fondamentale, presenta un'impedenza che è uguale alla resistenza di irradiazione.

La lunghezza elettrica *di un'antenna è definita dal numero di lunghezze d'onda che contiene. Di conseguenza il suo valore varia con il variare della frequenza usata.*

La polarizzazione *di un'antenna dipende essenzialmente dalla direzione delle linee di forza che compongono il campo elettrico.*

Se l'antenna è verticale, il campo

elettrico, e di conseguenza la polarizzazione, è verticale se invece è orizzontale la polarizzazione ed il campo saranno orizzontali.

RENDIMENTO

In trasmissione il rendimento di un'antenna è definito dal rapporto, in percentuale, fra l'energia irradiata e l'energia assorbita dall'antenna (del trasmettitore).

Per mettere un'antenna nelle migliori condizioni di rendimento è indispensabile attenersi ai dati costruttivi.

Una caratteristica che normalmente viene trascurata e che invece è della massima importanza è il diametro del conduttore che costituisce l'antenna, specialmente se questa è di tipo filare. Il diametro del conduttore infatti deve avere delle dimensioni tali da opporre la minima resistenza ohmica.

Il migliore rendimento che si può ottenere con le antenne può raggiungere in condizioni ideali anche il 95% ma normalmente difficilmente supera l'80%.

Nel prossimo numero continueremo ad esaminare alcuni aspetti di questo interessante argomento.



Fig. 3 - Antenna ad elica comandata a distanza per la gamma VHF ed eventualmente OC. Resistenza per l'acquisto da parte dei CB... infinita.

NUMERI NELLE PRINCIPALI LINGUE ESTERE

	Inglese	Francese	Spagnolo	Tedesco	Russo
0	zero	zéro	cero	null	nulj (nolj)
1	one	un	uno	eins	adin
2	two	deux	dos	zwei	dva
3	three	trois	tres	drei	tri
4	four	quatre	cuatro	vier	cetirje
5	five	cinq	cinco	fünf	pjat
6	six	six	seis	sechs	sest
7	seven	septe	siete	sieben	sjem
8	eight	huit	ocho	acht	vosjem
9	nine	neuf	nueve	neun	devjat
10	ten	dix	diez	zehn	djesjat
11	eleven	onze	once	elf	adinatçat
12	twelve	douze	doce	zwölf	dvenatçat
13	thirteen	treize	trece	dreizehn	trinatçat
14	fourteen	quatorze	catorce	vierzehn	cetirnatçat
15	fifteen	quinze	qiunce	fünfzehn	petnatçat
16	sixteen	seize	diez y seis	sechzehn	sesnatçat
17	seventeen	dix-sept	diez y siete	siebzehn	sejmnatçat
18	eighteen	dix-huit	diez y ocho	achtzehn	vosjemnatçat
19	nineteen	dix-neuf	diez y nueve	neunzehn	djevjatnatçat
20	twenty	vingt	veinte	zwainzig	dvatçat
21	twenty one	vingt et un	veintiuno	einundzwanzig	dvatçat adin
22	twenty two	vingt deux	veintidos	zweiundzwanzig	dvatçat dva

LA ROBOT STAR 25

nella lotta contro il crimine

di Alberto GRECO

Questo è un apparecchio fotografico fuori del comune, per fotografi d'élite e per usi specializzati. Può trovare impiego sia in campo giornalistico che scientifico, essendo costruito con una idea base che via via sviluppata con l'ausilio di numerosissimi accessori, consente di disporre di una apparecchiatura altamente qualificata e in grado di operare nelle più diverse condizioni e situazioni.



Fig. 1 - La Robot Star modello 50 con servo motore e telecomando a distanza, mediante il quale può essere azionata con un impulso elettrico o con un comando radio.

La Robot Star nei suoi differenti modelli (quello qui esaminato è il tipo più alla portata del normale fotografo), si discosta dai normali apparecchi fotografici oggi sul mercato, tanto da poter sembrare all'occhio del profano, un modello vecchio stampato. Si tratta invece di una fotocamera moderna che si avvale di una lunga esperienza, e si mantiene sempre al livello dei tempi con nuovi accessori e innovazioni.

Tanto per cominciare, il trascinamento della pellicola avviene a mezzo di un motore a molla che assicura una autonomia di 25 fotogrammi. All'atto pratico basta premere sul bottone di scatto perché avvenga l'esposizione e l'avanzamento del film. La Robot funziona con normali caricatori 35 mm, passo Leica e fa 50 fotogrammi formato 24x24.

Numerosi sono gli obiettivi che si possono montare su questa fotocamera. Le ottiche vanno dal grandangolare 30 mm al massimo tele da 600 mm. Si tratta di ottiche della casa Schneider nelle diverse versioni che rappresentano l'avanguardia nel campo degli obiettivi fotografici, essendo adoperate su moltissimi apparecchi professionali e universalmente conosciute.









ROBOT-Aufnahme

Fig. 2 - Fotografie effettuate da un impianto Robot in una Banca Canadese che hanno permesso l'identificazione di un malvivente. Il sistema funziona con una serie di collegamenti elettrici con cellula che ne comanda lo scatto al primo allarme.

L'otturatore è del tipo speciale rotante e funziona con tempi che vanno da 1/4 a 1/500 più B. L'azionamento dello scatto può essere effettuato anche a distanza mediante impulsi radio, laddove sia necessario effettuare fotografie senza esser visti e senza avvicinarsi al soggetto. A questo proposito la Robot si è dimostrata di determinante aiuto nelle Banche, per esempio, dove una serie di Robot collegate a cellule fotoelettriche consentono di fotografare i rapinatori senza che questi se ne accorgano, il che può portare alla scoperta della identità degli stessi.

La Robot Star pesa appena grammi 670 e sta comodamente in mano. L'obiettivo di normale dotazione e l'ottimo Schneider Xenar 1:2,8 /38 mm. In questi tempi in cui vanno di moda gli obiettivi ultraluminosi (alcuni dei quali alla prova dei fatti, risultano assai scadenti alle massime aperture e quindi inservibili), un obiettivo di luminosità 1:2,8 può sembrare superato. Ma sicuramente questa ottima ottica Xenar messa a confronto con altre lenti similari od anche ritenute superiori, dimostrerà la sua indiscussa superiorità. Comunque, per i patiti delle lenti degli obiettivi formato padella, esiste in listino anche lo Xenon 1:1,9 .

L'apparecchio si carica comodamente, stante che il rocchetto ricevitore della pellicola è del tipo estraibile e il dorso si chiude a scatto. Il motore a molla si carica come un orologio con una comoda ghiera zigrinata, per cui durante la ripresa, basta girare un paio di volte questa ghiera per avere il meccanismo di trascinamento sempre in funzione fino all'esaurimento del caricatore.

Comunque, come è stato detto

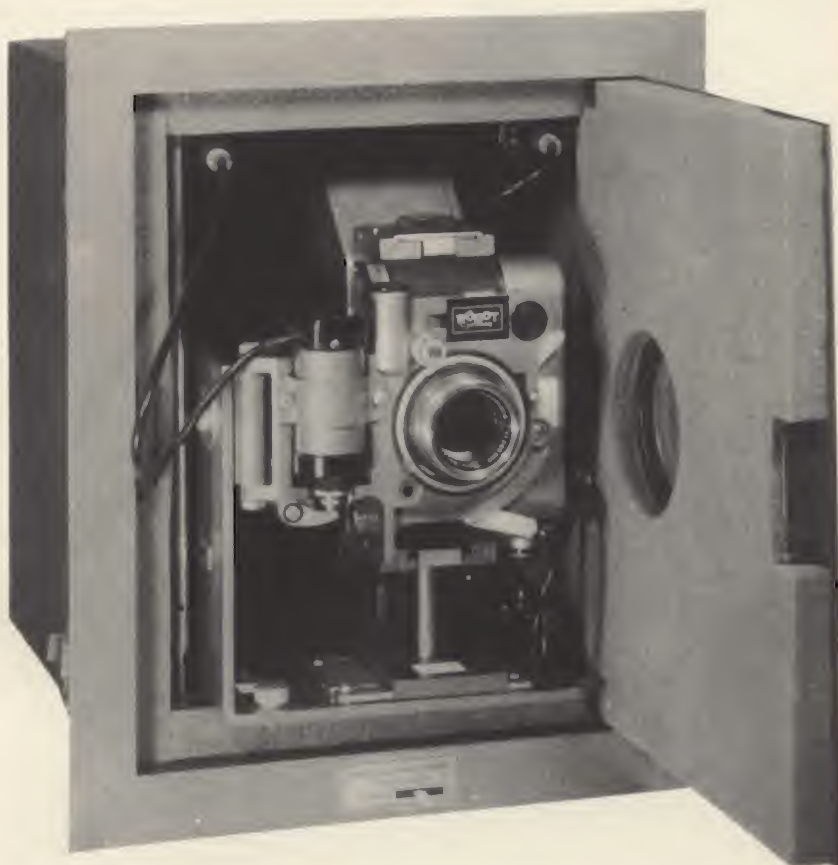


Fig. 3 - La Robot sistemata dentro una cassetta blindata con i vari comandi elettrici.

sopra, una sola carica del meccanismo assicura una cadenza continuata per 25 fotogrammi che possono essere scattati in rapida successione. Praticamente è l'unico apparecchio fotografico con trascinamento a motore che non richieda ingombranti e costosi aggiuntivi e questa sua prerogativa lo fa preferire per un impiego sportivo e in tutte quelle situazioni in cui occorre operare celermente e senza dare nell'occhio. E' la macchina del fotoreporter che va a caccia di immagini inconsuete, della polizia, delle banche, degli aviatori e con l'aggiunta dei suoi numerosi accessori può essere impiegata nelle riprese scientifiche, come l'astronomia, la medicina ecc.

Può essere nascosta in un libro in una borsa, sotto la giacca (e attraverso un finto bottone fotografare non visto), dissimulato in un ufficio e comandato a distanza quando se ne presenti l'occasione.



Fig. 4 - Ecco come viene alloggiata la Robot a funzionamento elettronico.

L'apparecchio è tanto robusto da trovare largo impiego nella aviazione militare, consentendo ottime fotografie d'azioni belliche.

La messa a fuoco degli obiettivi, nei modelli senza telemetro, avviene con un originale sistema di riferimenti colorati che assicurano una perfetta scelta della zona focale.

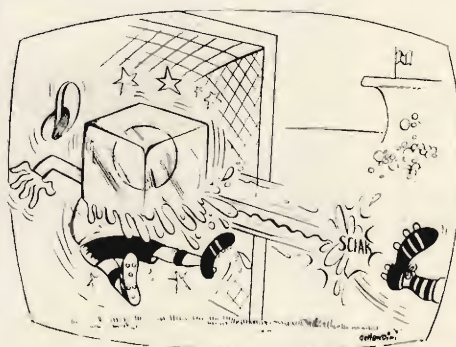
Questa è la fotocamera ideale per chi è disposto a sperimentare tecniche fotografiche nuove e inusitate, anche perché è ricca di tali accessori da permetterne l'impiego in ogni situazione.



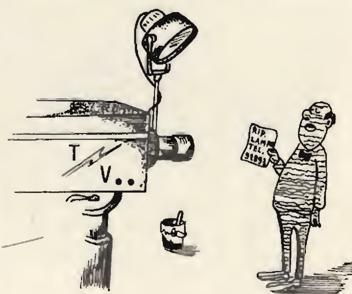
VIDEO RISATE



Autentico Telegiornale



«Il freddo qui allo stadio di Glasgow, tocca oggi punte inenarrabili, cari telespettatori...»



Vedete l'immagine a strisce? chiamate il Riparatore Lampo che vi servirà subito.

oscilloscopio portatile tektronix da 350 MHz

le aziende informano

Il modello 485 TEKTRONIX è un oscilloscopio portatile del peso di circa 10 kg a due tracce con una banda di 350 MHz e 1 ns/div. In aggiunta a queste caratteristiche che ne fanno il più avanzato degli oscilloscopi portatili esistenti, esso ha una lunga serie di nuove possibilità e di varianti tra le quali citiamo la commutazione degli ingressi a pulsante, lo «HOLDOFF» del trigger, la separazione delle due tracce con sweep ritardato, la presentazione del trigger esterno a pulsante, il cambio scala automatico a seconda della attenuazione della sonda esterna il fuoco automatico e la regolazione di intensità separata per le due basi dei tempi. I comandi frontali sono disposti in modo da rendere facili e rapide anche le misure più complicate; contribuiscono a ciò specialmente i comandi di funzione a pulsante e la correzione automatica della scala.

Con la sua sensibilità massima di 5 mV/cm estesa a tutta la banda di 350 MHz il modello 485 offre un prodotto banda x guadagno superiore a quello di qualsiasi altro oscilloscopio oggi esistente. L'impedenza d'ingresso è 1 MΩ fino a 250 MHz e 50 Ω fino a 350 MHz. Quando, come spesso capita, si devono fare misure sia ad alta che a bassa impedenza non occorrerà più cambiare oscilloscopio.

La connessione a 50 Ω si attua indipendentemente da quella a 1 MΩ, cosicché il ROS (1:1,2) risulta migliore di quello degli oscilloscopi che hanno i due ingressi in parallelo. D'altronde il canale a 50 Ω è adeguatamente protetto e risulta escluso automaticamente quando il segnale supera 5 V eff, oppure 0,5 W e 0,1 W/s.

Il cambio automatico di scala della sensibilità verticale è ottenuto a mezzo di tre indici luminosi a LED disposti opportunamente lungo l'orlo del quadrante. In questo modo la lettura del quadrante avviene sempre nel modo corretto, perché le sonde per 1, per 10 e per 100 provocano l'accensione ognuna della propria luce. Questo avrà certamente numerosi vantaggi anche dal punto di vista della sicurezza dei circuiti su cui si fanno misure. Non potrà più accadere infatti di dimenticare di moltiplicare per 10 o per 100 a seconda delle sonde i valori che si vedono sull'oscilloscopio.

L'elasticità d'impiego del sistema di deflessione orizzontale del 485 è superlativa. La base dei tempi può arrivare fino a 1 ns/div. senza amplificatore ed è quindi la più veloce che si possa trovare su un oscilloscopio portatile. La deflessione ritardata può essere presentata su due tracce: come già avviene nei modelli 7000 e 5000 a più cassetti. Con questo metodo come è noto, si può contemporaneamente osservare l'intero fenomeno da analizzare e una sua parte usando due scale dei tempi anche molto diverse. Ciò consente di analizzare un treno di impulsi in ogni minimo dettaglio senza perdere di vista l'intero fenomeno e conoscendo la posizione che ha in essa la zona analizzata, perché questa appare più intensamente illuminata, le luminosità delle due tracce



possono essere regolate separatamente (ciò è molto importante perché esse non hanno la stessa durata).

La regolazione del trigger è quanto di più semplice si possa immaginare perché avviene a mezzo di un unico comando su tutta l'ampia gamma di frequenza dello strumento da 1 ns/div giù fino alle tracce, lente come 0,2 ns/div dove risulta utile il «Trigger Holdoff». Tra le possibilità che si hanno a richiesta c'è quella di vedere sullo schermo il segnale usato per il trigger dall'esterno, senza cambiare nessuna connessione, cosa questa molto utile quando, come spessissimo accade, il trigger esterno è usato come riferimento temporale dei segnali da osservare.

La focalizzazione dell'immagine non subisce degradazioni al variare dell'intensità della traccia e ciò significa che nelle foto di eventi singoli, per le quali si deve aumentare l'intensità senza poter controllare il fuoco, si avrà un problema di meno. Inoltre nel circuito del TRC è stato predisposto un limitatore di corrente per eliminare ogni possibilità di bruciature del fosforo.

Il peso di 9,5 kg significa che il modello 485 pesa quasi 2 kg in meno di altri portatili che hanno una banda passante dieci volte più stretta della sua. Ma non è tutto: il modello 485 è anche più corto, occupa meno spazio sui banchi ed è più facilmente trasportabile.

Parte di questa riduzione del peso è ottenuta nell'alimentatore. Esso è del tipo «High efficiency» e deriva tutte le tensioni da un unico trasformatore (contrariamente ad altri sistemi in cui si usano tre trasformatori). Questo trasformatore pesa solo 120 g, dissipa meno di 2 W ed ha un rendimento globale di 0,8. L'invertitore, del tipo a risonanza serie, ha un rendimento di 0,88. Il peso della intera sezione di alimentazione, compresa la parte di alta tensione, è di kg 1,4.

La realizzazione meccanica è stata studiata in modo da ottenere la robustezza senza aumentare il peso, integrando opportunamente tra di loro le varie parti, in conseguenza il modello 485 si comporta molto meglio di altri portatili nelle prove di urto e di vibrazione.

Anche per la manutenzione questo apparecchio è esemplare. Un sistema originale di interconnessioni facilita la ricerca dei guasti e l'estrazione dei vari circuiti stampati.

RIASSUNTO DELLE CARATTERISTICHE SALIENTI

1) 350 MHz-deflessione verticale - 1 ns di tempo di salita a 5mV/div. Doppia traccia. Nessun oscilloscopio oggi esistente può offrire queste sensibilità su una banda così larga.

2) Ingressi a 1 MΩ e 50 Ω. A un oscilloscopio portatile può capitare di essere impiegato nei modi più diversi, per misure di bassa frequenza ad alta impedenza e per misure di alta frequenza a bassa impedenza. L'unica soluzione accettabile è quindi di dotarlo di due tipi di ingressi che possono essere usati senza limitazioni e senza speciali sonde.

3) Indicatore diretto del fattore di deflessione verticale. Gli utilizzatori di questo oscilloscopio certamente apprezzeranno la possibilità di sapere con qualsiasi attenuazione di sonda il fattore di deflessione senza far calcoli. Ciò significa un guadagno di tempo e l'eliminazione del rischio di sbagliare le letture di tensione, cosa che può anche provocare dei danni nei circuiti.

4) Limitatore a 20 MHz - Serve per lavorare sui circuiti disturbati quando ciò è utile.

5) Comandi a pulsante per la commutazione dei canali. Sono più pratici e comodi. Anche il funzionamento x-y si comanda con un unico pulsante.

DEFLESSIONE ORIZZONTALE

6) Potere risolutivo temporale 1 ns/div - Maggiore che in qualsiasi altro oscilloscopio portatile. E' ottenuto direttamente, cosicché non c'è più l'amplificatore e viene eliminata un'altra possibilità di errore.

7) Nuovo sistema di presentazione con deflessione ritardata. Con gli oscilloscopi normali si procede come segue: Si stabilizza la figura - Si sceglie la zona da osservare (col sistema della intensificazione luminosa) - Si commuta sulle zone ritardate. Ciò va benissimo finché non si debba passare a qualche altra zona vicina alla prima, perché in questo passaggio si rischia di perdere il controllo di quello che si fa e occorre ricominciare tutto da capo.
Col modello 485 si procede nello stesso modo ma, schiacciando il pulsante «Alt», si avrà la possibilità di osservare la zona ritardata conservando anche la figura principale di partenza. In questo modo nello spostarsi da un impulso all'altro non si perde più il controllo di quello che si fa perché si vede la zona intensificata muoversi sulla traccia principale. Nessun altro portatile ha questa possibilità.

8) Doppio comando di intensità. Le due tracce a velocità diversa possono richiedere, come è noto, due diverse intensità luminose. Il modello 485 ha due comandi di intensità separati.

9) Doppio comando della zona ritardata. Essa può essere fatta iniziare dopo un ritardo regolabile senza bisogno di un altro trigger (B-runs after delay time). Se il segnale ha, in quel punto, una instabilità temporale ciò potrà essere visto e misurato. L'osservazione del segnale stesso sarebbe però impossibile, ma il modello 485 offre anche la possibilità di ritriggerare il segnale e di vedere quindi bene anche l'impulso instabile.

10) Limitazione della durata delle deflessioni. Con velocità di deflessione molto bassa, l'osservazione di un impulso avviene una volta ad ogni passaggio, con intervalli a volte molto lunghi e ciò è particolarmente fastidioso se l'impulso è nel principio della traccia. Col modello 485 è possibile far cessare la deflessione subito dopo l'impulso ed eliminare così l'attesa (B ensA).

11) x:y tarato da 5 mV/dis a 5 V /dis. Schiacciando il pulsante x:y sul sistema verticale i due ingressi di questo vengono ad essere usati appunto per lo x:y con possibilità di manovrare la sensibilità in un campo ben più largo che con gli altri sistemi.

TRIGGER

12) Comando di trigger unico. Scelto il canale e il tipo di accoppiamento non resta che regolare il livello e dare il segno giusto.
13) Completa intercambiabilità dei canali. In posizione «normale» il trigger è ottenuto dal segnale che compare sullo schermo tutto quanto; in posizione Channel 1 solo da quanto appare sulla traccia del canale 1 e in Channel 2 dall'altra. In questo modo non ci sono problemi per le misure di fase e di ritardo.
14) Trigger esterno base A (a richiesta). Premendo questo pulsante il segnale usato per il trigger esterno viene portato in ingresso invece del segnale che si sta osservando e rilasciando il pulsante tutto torna come prima. E' questa una possibilità da tempo richiesta dagli utilizzatori perché permette di effettuare un controllo utilissimo senza più perdere del tempo a cambiare le connessioni.

TUBO A RAGGI CATODICI

15) Quattro tracce possono apparire sullo schermo quando si usa la deflessione ritardata con due canali d'ingresso. Lo schermo è sufficiente per questo.
16) Velocità di scrittura 7,2 div/ns.

Questa velocità è più che sufficiente per fotografare anche i più veloci transitori, così difficili da catturare. La luminosità altissima d'altronde rende possibile l'osservazione dei segnali rapidi a bassa frequenza di ripetizione senza che occorra ridurre l'illuminazione dell'ambiente di lavoro.

AUTORADIO PER REGISTRARE IN VIAGGIO

Gli eccezionali e straordinari progressi nel settore dell'elettronica hanno consentito, prima, di rivoluzionare i sistemi costruttivi delle autoradio e di realizzare, poi, nuovi obiettivi per soddisfare le esigenze sempre crescenti degli automobilisti. Con il nuovo «Melody Super», modello MA 777, la Autovox conferma una delle sue peculiari qualità; costruire oggi ciò che, molto spesso, rientra nelle prospettive di un domani più o meno prossimo. E' un dato di fatto molto importante poiché nel campo delle autoradio la Autovox conserva e consolida il suo posto di avanguardia.

Il «Melody Super» è un unico apparecchio di dimensioni normali tanto da essere installabile su qualsiasi modello di autovettura, nel quale tuttavia sono raccolte tre funzioni: autoradio con onde medie, lunghe e modulazione di frequenza giranastri stereo di grande potenza (14 W) ed, infine, registratore ad alta fedeltà delle trasmissioni radiofoniche. Con un solo tasto (particolare molto importante anche agli effetti della sicurezza di guida poiché evita pericolose distrazioni) si comanda l'avviamento e l'arresto del giranastri e l'espulsione automatica della musicassetta; l'



Il nuovo Autovox «Melody Super» (MA777): autoradio-giranastri-registratore con i suoi 2 altoparlanti stereo.

avviamento e l'arresto del registratore; lo scorrimento veloce del nastro avanti e indietro per la scelta del brano che si vuole ascoltare o riascoltare. Questo nuovo apparecchio dell'Autovox è completato anche da altri comandi per il bilanciamento dei canali di controllo del tono e da spie luminose per radio, giranastri e registratore di cui una, a luce intermittente, per segnalare la fine del nastro.

E' ovvio che soltanto una tecnologia di altissimo livello ed una lunga esperienza hanno consentito all'Autovox di giungere alla realizzazione, naturalmente con l'impiego di microcircuiti e di sintonizzatori FM con varicap, di un apparecchio estremamente completo come il nuovo «Melody Super» con il quale è possibile ricevere perfettamente i programmi radio (importante, anzi determinante la presenza della modulazione di frequenza che favorisce una perfetta ricezione anche in zone «difficili» ed esclude eventuali interferenze), oppure riprodurre le musicassette e soprattutto, questa e la vera importante novità, registrare i programmi radio ad un «livello costante» quali che siano le condizioni di ricezione radio, la velocità dell'autovettura o lo stato di carica della batteria. A tutto questo, ed è già moltissimo, si aggiunga che anche il «Melody Super» Autovox gode dell'elegante styling che caratterizza la nuova «linea azzurra» Autovox: il nero-ottico antiriflessi che armonizza con i cruscotti e la scala illuminata da una luce azzurra.

PERCHE' AUTORADIO PIU' REGISTRATORE?

La risposta potrebbe essere molto semplice: perché no, visto che l'Autovox poteva realizzarlo? Ma, ovviamente, le risposte sono più complesse poiché il «Melody Super» è stato progettato e costruito tenendo ben presenti le esigenze dell'automobilista di oggi e di domani. Di una persona, cioé, che appunto per il fatto di trovarsi al volante di un mezzo in movimento deve avere anche la possibilità di registrare, per poterlo successivamente riascoltare, un particolare programma che lo interessa sia esso un brano di musica, un avvenimento sportivo o la puntata di un corso di lingue estere. Il registratore assume, quindi, le funzioni di «segretaria» o di «moviola» radiofonica senza escludere, comunque, le funzioni fondamentali dell'autoradio o dei giranastri. Anche dovendo scendere dalla macchina mentre è in onda una trasmissione interessante il registratore offre, ora, una terza soluzione rispetto alle due tradizionali: o spegnere l'autoradio oppure continuare l'ascolto con il pericolo di giungere in ritardo. Basta, infatti, lasciare in funzione il registratore per ascoltare dopo, con calma, quanto è stato trasmesso. E non vi è nessun pericolo di scaricare la batteria perché il «Melody Super» della Autovox è tutto transistorizzato, il che comporta un assorbimento minimo di corrente. Per contro il registratore che fa parte integrante nel «Melody Super» dell'autoradio-giranastri può «memorizzare» qualsiasi programma radio (senza che nel frattempo si debba sospendere l'ascolto diretto) fino a 10.000 Hz con una perfezione molto vicina a quella di un apparecchio professionale.

Si potrebbe pensare che tutto ciò abbia portato ad una complessità tale da rendere il «Melody Super» della Autovox molto delicato e di funzionamento complesso. Al contrario tutto è stato reso più sicuro e più robusto poiché si tratta di un'altra concreta dimostrazione dello sforzo che la Autovox continuamente fa per applicare nella pratica le più recenti scoperte tecnologiche al servizio di un particolare tipo di uomo: l'automobilista.

Chi crede nelle novità alle cui spalle stanno anni di esperienze e un nome famoso non sarà insensibile alla tentazione di provare un 10 W in AM primo al mondo per qualità e produzione.

Sommerkamp TS 624S 10W 24 canali quarzati

di ALLIGATORE Alberto



Oggigiorno la tecnica avanza così rapidamente che è difficile notare un distacco tra il vecchio e il nuovo. Chi può dire se le novità hanno la stessa importanza che rivestivano fino solo a pochi anni or sono? O meglio hanno indubbiamente un'importanza dal punto di vista scientifico, ma il pubblico di quest'era prodiga di successi e meraviglie non si stupisce ormai più di nulla: anche per le conquiste tecniche è venuto il bisogno dei «Caroselli». Pochi sanno che, in occasione del primo sbarco sulla Luna, negli Stati Uniti furono affissi migliaia di posters osannanti l'impresa, e l'appendice di questo effort pubblicitario furono le decalcomanie «Apollo 11» diffuse pure in Italia.

Nel campo dei ricetrasmettitori la Sommerkamp, i cui articoli sono distribuiti dalla GBC Italiana, ha recentemente prodotto un 10 W 24 canali, primo al mondo come potenza e vastità di gamme, che promette ai CB di tutti i paesi soddisfazioni illimitate.

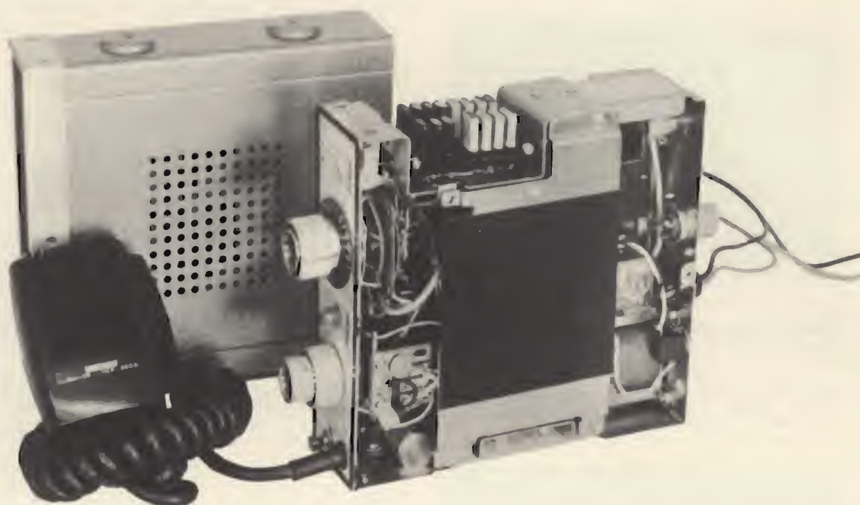
L'IMPORTANZA DI AVERE UN 10 W

I tecnici Sommerkamp sono decisi a fare sul serio e vogliono assicurare a chi compra un 5 W, veramente un 5 W in antenna. Come fare? Basta creare un 10 W che, quando si passa a misurare in uscita tramite un wattmetro, degno di questo nome, segna spaccati 5 W (o magari, come in questo caso, un pochino di più). Perché proprio 5?

E' un discorso lungo e opinabile in quanto è una nostra fissazione che per non esagerare, per non irritare le autorità costituite e soprattutto per non infastidire gli OM, la polizia, le ambulanze svizzere e gli utenti TV, è meglio abolire o eliminare amplificatori vari e andar via lisci su una piccola potenza che ci fa veramente essere Citizen Band e non National (or European?) Band.

Tanto per citare qualcuno d'accordo con noi basta ricordare che la Associazione milanese A. Beltrami aderente alla FIR nel comunicato del giorno 16.3.72 deplora «1°) l'uso di ricetrasmettitori non canalizzati e con potenze superiori ai 5 W. 2°) l'uso degli amplificatori lineari».

Molti (ad es. chi usa scarponcini con spensierata frequenza) non sono del nostro parere (nemo propheta in patria) e quindi torniamo a qualcosa in cui tutti sono d'accordo: Sommerkamp.



la bobina d'accordo del π, la presa per l'altoparlante esterno, circuito di protezione sull'alimentazione contro le eventuali inversioni di polarità.

Bisogna dire che non è facile parlare di un radiotelefono come il TS 624 S, perché, se si volesse descriverlo compiutamente, ci vorrebbe ben altro che una mezza paginetta quindi eccoci obbligati a compendiare le sue peculiarità con il rischio di apparire superficiali e incompetenti.

IL TS 624 S

E' un 10 W 24 canali tutti già quarzati: chi non pretende l'SSB trova in questo ricetrans l'optimum dei 27 ad una cifra che, lasciatemelo dire, è veramente irrisoria: L. 126.000.

Ma lasciamo stare il costo, veniamo al succo cioè al lato tecnico.

In ricezione troviamo una sensibilità in antenna di 0,3 μV con una uscita a 500 mW. Da questo punto di vista era forse migliore il 5025 in quanto si ritrovava una sensibilità di 0,2 μV.

Il TS 624 S impiega 21 transistori e 10 diodi; ha supereterodina a doppia conversione impiegante un circuito oscillatorio sintetizzato che, con soli 15 quarzi e 3 circuiti oscillanti combinati per sottrazione, copre 24 canali con frequenze quarzate sia in ricezione che in trasmissione. Una bomba: non so quanti ci possano mettere le mani senza vederselo squagliare come ghiaccio al sole. Un'altra prodezza: la selettività a 6 dB ± 2,5 kHz.

Infine altre caratteristiche «normali» come il segnale di chiamata,

UNA LOGICA CONCLUSIONE

Per le caratteristiche che ha (ne ho elencate noiosamente alcune ma il meglio e la verità stanno nell'uso) non ci si deve meravigliare se il TS 624 S il prestigioso 10 W 24 canali SOMMERKAMP sarà il radiotelefono di domani. Se c'è qualcuno tra di voi che sta per diventare CB è moralmente obbligato ad, almeno, provare l'ultima novità Sommerkamp; se invece siete già esperti dei 27 e avete ormai chiare in mente le necessità o i pregi che un baracchino deve avere, bene è arrivato il momento di passare a qualcosa di meglio.



terza parte a cura di G. RE'

SOMMERKAMP FT-277

In questa terza parte continuiamo la descrizione circuitale dei singoli moduli che formano l'intiera apparecchiatura.

Parleremo dell'alimentazione e delle commutazioni.

MOD & OSC UNIT PB-1078A MODULO GENERATORE DI PORTANTE E MODULATORE PB-1078A

Questo modulo, su epoxy a doppio circuito stampato, contiene i circuiti oscillatori di portante (Q3/X-1, Q5/X-2, Q6/X-3), il modulatore ad anello bilanciato per la SSB/TX (DD-1/4), lo stadio separatore relativo agli oscillatori Q3/X-1 e Q5/X-2 Q4 funzionante in SSB in RX/TX e in CW in RX, il modulatore AM Q2 facente anche la funzione di separatore per Tune/CW in TX e il 1° amplificatore a la IF in TX.

Superiormente al modulo si possono localizzare i seguenti controlli:

1) VR-1 Regolazione resistiva di bilanciamento della portante.
2) VR-2 Regolazione resistiva relativa al circuito di ALC.
3) TC-1 Regolazione capacitiva di bilanciamento della portante.
4) TC-2 Taratura del quarzo oscillatore di 3178,5 kHz (USB).
5) TC-3 Taratura del quarzo oscillatore di 3181,5 kHz (LSB).
6) TC-4 Taratura del quarzo oscillatore di 3179,3 kHz (TUNE/CW/AM).
7) T-110 (Nucleo) risonanza a 3180 kHz del circuito del modulatore bilanciato (solo per SSB/TX).

Localizza in circuito tramite saldatura i cristalli:

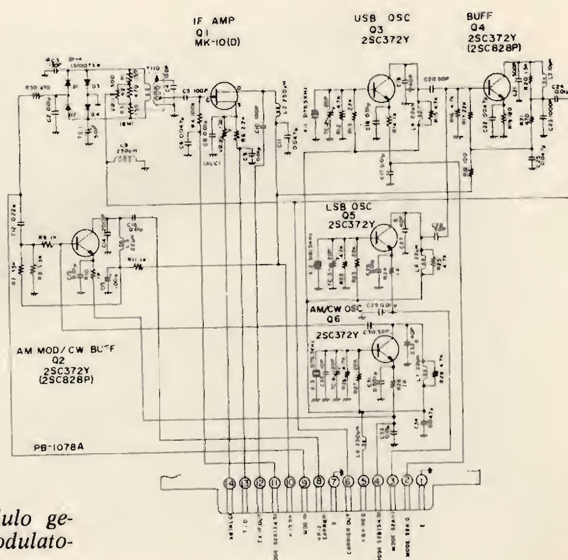
1) X-1 di 3178,5 kHz HC/6U (USB).
2) X-2 di 3181,5 kHz HC/6U (LSB).
3) X-3 di 3179,3 kHz HC/6U (TUNE/CW/AM).

Circuiti

I 3 circuiti oscillatori generatori di portante sono alimentati contemporaneamente con tensione di (+6 V Reg.) tramite la 5ª connessione del modulo. La loro selezione ed attivazione in circuito dipende esclusivamente dalle 5 posizioni possibili del commutatore MODE (S2a/b) che inserisce o disinserisce in circuito di massa gli emitter di ciascun transistore oscillatore come segue:

In LSB emitter di Q5 (LSB MODE) dalla 3ª connessione del modulo e massa tramite il contatto di S2a (1), in RX e in TX.

In USB emitter di Q3 (USB MODE) dalla 2ª connessione del modulo e massa tramite il contatto di S2a (2), in RX e in TX.



Schema elettrico del modulo generatore di portante e modulatore PB-1078A.

In TUNE, CW, AM, emitter di Q2 e Q6 (TUNE - CW - AM MODE della 4ª connessione del modulo a massa tramite il contatto di S2b (3-4-5) e di C6/B5 del relais VOX RL-1 in trasmissione. (T:O).

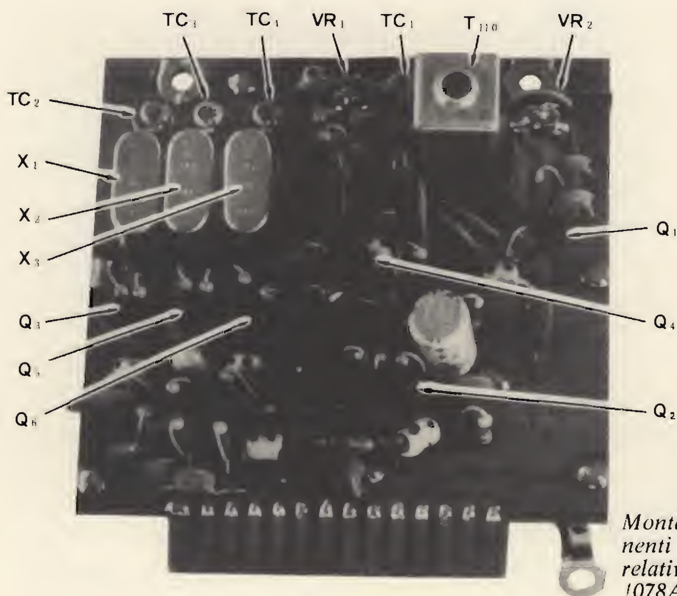
In TUNE e CW emitter di Q2 e Q6 (TUNE-CW MODE) sempre dalla 4ª connessione del modulo tramite i contatti S2b (3/4) e massa sui contatti B5/C5 del relais del VOX RL-I in ricezione. (R:O).

L'uscita a RF dei due oscillatori di banda per la SSB (Q3 e Q5 2SC372Y) entra in base dello stadio separatore Q4 (2SC372Y) e, dal collettore di quest'ultimo, viene immessa contemporaneamente al centro del controllo di bilanciamento resistivo VR-1 del modulatore ad anello (D-1/4 1S-1007x4) e nella 6ª connessione del modulo (in congiunzione alla sola ricezione) con il demodulatore ad anello della 1ª IF RX.

Il segnale a BF contenente l'informazione microfonica amplificata, proveniente dalla 9ª connessione del modulo, entra nel circuito del modulatore bilanciato sull'angolo di congiunzione dei diodi D1/D2. Ciò provoca lo sbilanciamento della portante sul circuito di T-110 via D3 con i picchi negativi dell'informazione BF, e via D4 con i picchi positivi della stessa. La tensione a BF, regolabile con il controllo del MIC-GAIN e variabile secondo l'andamento della parola, provoca dunque sui diodi D3 e D4 uno sbilanciamento, più o meno grave in funzione della parola e della quantità dell'amplificazione microfonica, sul circuito di immissione di portante (Carrier) su T-110.

E' ora indispensabile sapere come si comporta questo tipo di modulatore bilanciato in assenza di modulazione, cioé come avviene la soppressione della portante o attenuazione minima di —50 dB. La portante è immessa ad un punto resistivo di equilibrio rispetto ai rami del primario del trasformatore T-110 e gli angoli di congiunzione dei diodi D1/D3 e D2/D4, conseguendo così il raddrizzamento della portante sugli angoli di congiunzione dei diodi D1/D2 e D3/D4 e (Massa). A questo punto è avvenuta la soppressione della portante, perché all'atto del lavoro di rettificazione svolto contemporaneamente dai 4 diodi, essi offrono una uguale resistenza interna, e la resistenza rispetto a massa dei due rami del primario di T-110 è identica sia attraverso il diodo D3 che il diodo D4; si ha cioè uguale potenziale di portante sui due rami del primario di T-110, assolutamente incapace di trasferire (Indurre portante sul suo secondario). Al contrario, si ha trasferimento di portante sul secondario di T-110 con l'andamento della modulazione tramite lo sbilanciamento sopraccitato dei diodi D3 e D4 che conseguiranno lo sbilanciamento resistivo di uno dei due rami del primario di T-110 verso massa, portando i due rami stessi a valori di portante differenti.

All'uscita di T-110 si ha un segnale di carrier contenuto dalla forma d'onda della modulazione e composto delle 2 bande laterali, che, accoppiato in gate di Q1, 1º amplificatore IF del segnale (DSB) FET MK-10, uscirà amplificato in Drain e sarà a disposizione sulla 12ª connessione circuitale del modulo per una successiva amplificazione IF sul modulo PB-1080A per appaiarsi poi ad uno dei fianchi di responso del filtro a cristallo XF-30A per il taglio della banda laterale indesiderata. L'attivazione del circuito del modulatore bilanciato e di Q-1 avviene solamente in trasmissione via 13ª connessione del modulo, source di Q1 e massa sui contatti C6/B5 del relais VOX RL-1. (T:O). In ricezione di SSB, avviene la disinserzione del circuito di massa di Q1, e l'uscita di carrier dal collettore di Q4 è a disposizione sulla 6ª connessione del demodulatore bilanciato nel PB-1080A per la necessaria ricostruzione in ricezione della portante soppressa dal modulatore bilanciato (in trasmissione).



Montaggio dei componenti sulla piastrina, relativo all'unità PB-1078A.

TUNE/CW/AM TX: il segnale di portante a 3179,3 kHz uscente dal collettore del transistore oscillatore Q6 entra in base dello stadio separatore Q2 (facente anche funzione di modulatore per la AM) e esce sul collettore di quest'ultimo per essere a disposizione sulla 8ª connessione, del controllo frontale del Carrier e venire immesso successivamente in entrata al 1º mixer/TX del modulo PB-1084C, evitando il passaggio sul filtro a cristallo XF-30A/C.

AM TX: lo stesso segnale di portante a 3179,3 kHz si congiunge in base del transistore modulatore AM con la informazione microfonica amplificata conseguendo sul collettore del transistore la uscita della portante a 3179,3 kHz modulata linearmente in ampiezza via collettore per essere a disposizione sulla 8ª connessione del circuito di entrata del 1º Mixer/TX tramite la regolazione del controllo del carrier. La profondità di modulazione viene regolata dal controllo del volume micro (Mic-Gain).

AM RX: Nessuno oscillatore di portante è in funzione.

Connessioni:

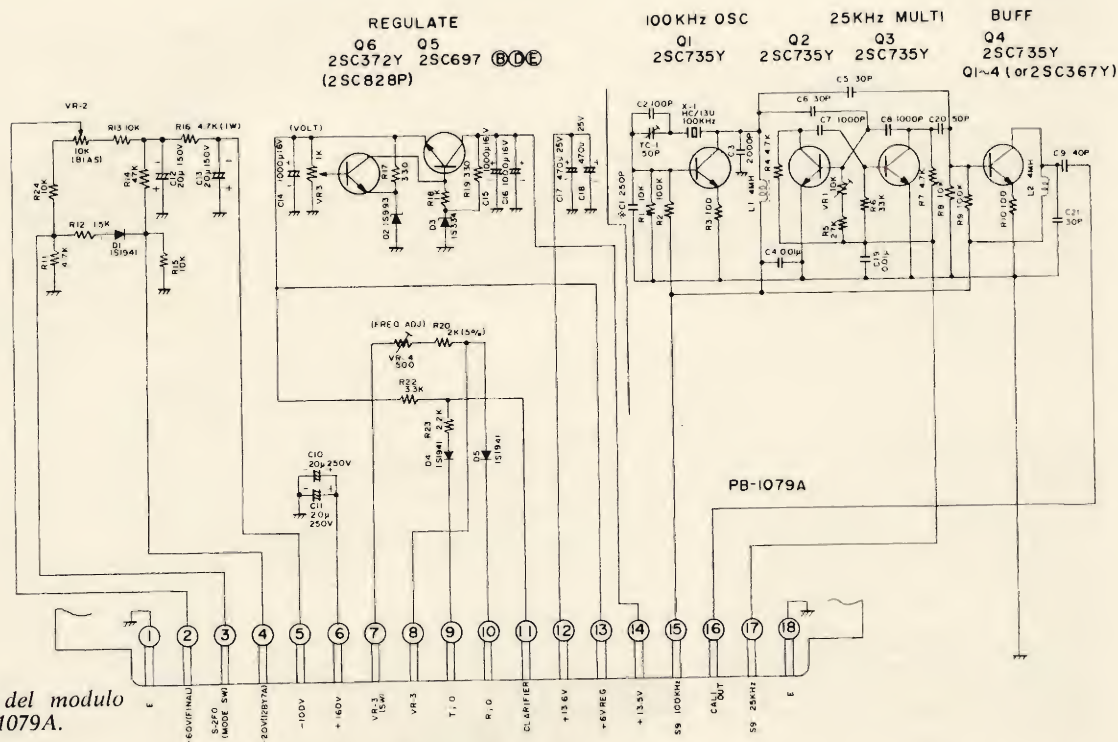
1 - 7 - Massa (E) (GND).
2 - Emitter di Q3 e massa Via MODE in USB.
3 - Emitter di Q5 e massa Via MODE in LSB.
4 - Emitter di Q2 e di Q6 e massa Via MODE in TUNE/CW/AM.
5 - (+6 V Reg.) alimentazione di Q3, Q5, Q6.
6 - Uscita segnale di portante per la demodulazione SSB/RX.
8 - Uscita portante su controllo carrier in TUNE/CW/AM TX.
9 - Entrata del segnale microfonico amplificato (BF).
10 - (+13,5 V) alimentazione Q1, Q2 e di Q4.
11 - Cortocircuito a massa di Q1 in TUNE/CW/AM TX/RX su RL1 (R:O/T:O).
12 - Uscita di segnale DSB (SSB/TX).
13 - Circuito di massa di Q1 su RL-1 (TX) SSB - T:O.
14 - Uscita di ALC (SSB/TX).

POWER REGULATOR PB-1079A MODULO STABILIZZATORE PB-1079A

Questo modulo, su epoxy a doppio circuito stampato, contiene i seguenti circuiti: Regolatori di tensione stabilizzata per vari servizi del Transceiver, ripartizione e regolazione delle tensioni negative di polarizzazione della valvole di V1, V2 e V3, Calibratore a 25 e 100 kHz per la taratura della scala del VFO.

Superiormente al modulo si possono localizzare i seguenti controlli:

1) VR2 regolazione resistiva per la tensione di —50 V per le griglie controllo di V2 e V3. (Bias).
2) VR3 regolazione resistiva sulla tensione stabilizzata di +6 V.
3) VR4 regolazione resistiva per la taratura del Clarifier in circuito (ON).
TC1 - Relativo alla taratura dell'oscillatore a 100 kHz.



Schema elettrico del modulo stabilizzatore PB-1079A.

VR1 - Relativo alla simmetria del multivibratore a 25 kHz.

Circuiti

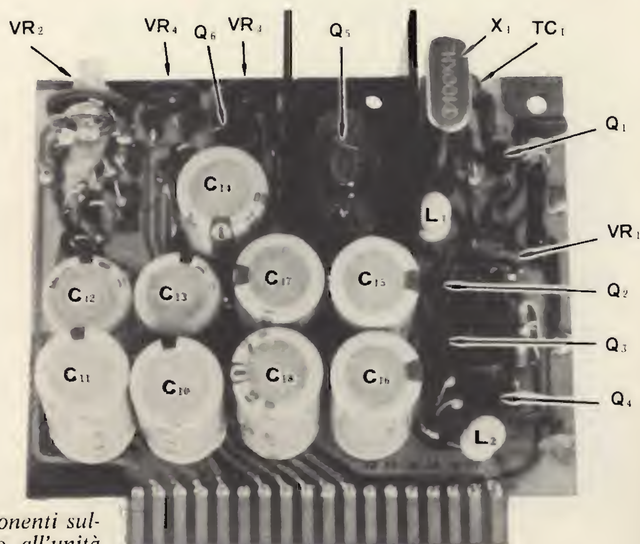
La tensione di +13,6 V, proveniente dall'unità rettificatrice PB-1076B, entra in collettore del transistore regolatore Q5 (2SC697) sulla 14ª connessione al modulo, per uscire, a +6 V stabilizzata, dall'emitter di Q5 ed essere inviata, dalla 13ª connessione al modulo a 1 VFO, agli oscillatori generatori di portante, all'oscillatore locale e all'oscillatore canalizzato del VFO PB-1060A. Anche il circuito di regolazione e taratura del controllo clarifier (contenuto in questo modulo), viene alimentato con la tensione stabilizzata di +6 V. Il trimmer VR4 provvede alla taratura del controllo frontale Clarifier, in coincidenza dello Zero o della posizione OFF, controllando la capacità del diodo capacitivo D1 (1S 145) sul VFO o sul modulo FIX OSC PB-1060A e consentendo una variazione di frequenza di ± 5 kHz in ricezione rispetto alla frequenza sempre fissa di trasmissione. Il circuito Clarifier viene attivato in ricezione via 10ª connessione al modulo dal diodo D5, e disattivato in trasmissione sulla 9ª connessione al modulo via diodo D4 e linea di commutazione di massa (R:O/T:O).

Il circuito di Q6 (2SC372Y), assieme ai diodi D2, D3 e del trimmer VR3, provvede alla stabilizzazione e alla regolazione della tensione di +6 V controllando il circuito di base di Q5.

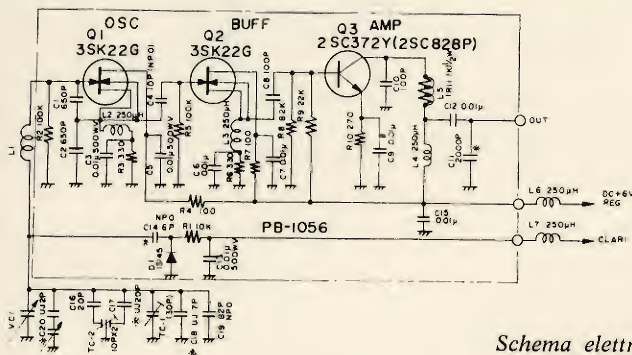
La tensione di polarizzazione delle valvole V1, 2, 3, proveniente a —100 V dal modulo PB-1076B, entra sulla 5ª connessione del modulo per uscire da VR2 a —60 V ed essere inviata alle griglie controllo delle valvole finali V2 e V3 (—60 V/RX —50 V/TX). Alla 4ª connessione del modulo attraverso il partitore di tensione, viene inviata la tensione di polarizzazione alla griglia controllo della valvola driver V1 a —20 V in ricezione e a —3,5 V in trasmissione. Le commutazioni in RX/TX delle differenti tensioni di polarizzazione di V1, V2 e V3 avvengono sul circuito del partitore di tensione via 3ª connessione del modulo e massa di Mode (S2Fo) e linea di commutazione di massa R:O/T:O per SSB/TUNE e AM, mentre in CW si interpone, a quest'ultimo circuito di commutazione, la linea circuitale del tasto, controllando nel contempo la tensione di —20 V per la inserzione o la interdizione del circuito oscillatore di nota Monitor (vedi PB-1081C).

Il circuito calibratore e multivibratore a 100 e 25 kHz viene alimentato dal commutatore frontale OFF/25-OFF/100 kHz via 17ª e 15ª connessione del modulo. In posizione 100 kHz entra in funzione il circuito di Q1 (2SC735Y Oscillatore) e di Q4 (2SC735Y Separatore) via 15ª connessione al modulo ed S9. L'uscita di collettore di Q4, via accoppiamento capacitivo di C9, si presenta alla 16ª connessione del modulo per essere inserita sul circuito di antenna del ricevitore.

Il compensatore TC1, in serie al circuito del cristallo calibratore da 100 kHz (X1) serve a calibrare la frequenza a mezzo di un frequenzimetro digitale o di altro segnale campione in WWV o JJY.



Montaggio dei componenti sulla piastrina, relativo all'unità PB-1079A.



Schema elettrico del modulo del VFO PB-1056.

Il circuito multivibratore di Q2 e Q3 (2x2SC735Y) entra in funzione alla commutazione di S9 in 25 kHz con l'invio, a mezzo della 17ª connessione del modulo, della tensione di alimentazione e di polarizzazione dei 2 transistori interessati. Il trimmer VR1 provvede alla sincronizzazione del multivibratore ogni 25 kHz.

La taratura dell'oscillatore calibratore va eseguita con controllo clarifier disinserito (OFF).

Connessioni:

P1 e 18 - (E) Massa.

P2 - Esce —60 V polarizzazione GGC V2 e V3 (—60 V in ricezione) (—50 V in trasmissione) .

P3 - Entra in circuito commutazione di massa via Mode S2Fo/RL1 R:O/T:O e tasto in CW.

P4 - Esce —20 V polarizzazione GC V1 (—20 V in ricezione) (—3,5 V in trasmissione)

P5 - Entrata in circuito —100 V (da PB-1076B).

P6 - Punto di interconnessione tra +160 V e condensatori di filtro C10 e C11 (alimentazione GS V2 e V3).

P7 - All'interruttore Clarifier SW/VR3.

P8 - Al potenziometro Clarifier VR3 (pilota ai diodi D1 varicap sul VFO e su Fix Osc PB-1060A).

P9 - Commutazione di massa TX/T:O per interdizione del Clarifier in trasmissione.

P10 - Commutazione di massa RX/R:O e attivazione del Clarifier in ricezione.

P11 - Entra in circuito dell'interruttore Clarifier la tensione stabilizzata di alimentazione +6 V.

P12 - Entra in modulo la tensione di +13,6 V non stabilizzata (da PB-1076B) per unirsi ai filtri C17 e C18.

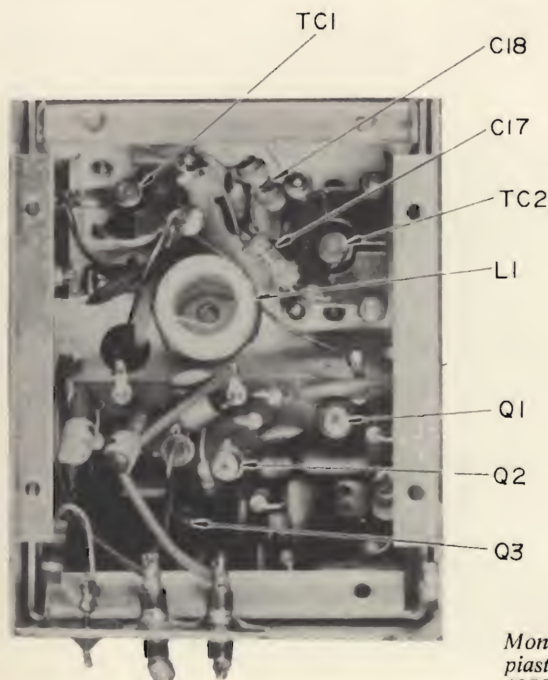
P13 - Uscita di +6 V stabilizzati per i vari circuiti oscillatori del transceiver.

P14 - Entra su collettore di Q5 la tensione di +13,6 V (da PB-1076B) e da stabilizzare a + 6 V.

P15 - Al commutatore calibratore S9/ 100 kHz.

P16 - Uscita del segnale 100/25 kHz del calibratore a congiunzione del circuito di antenna RX.

P17 - Al commutatore calibratore S9/ 25 kHz.



Montaggio dei componenti sulla piastrina, relativo all'unità PB-1056.

VFO UNIT PB-1056
MODULO VFO PB-1056

Questa basetta, su epoxy ad unico circuito stampato, è installata dentro il contenitore del VFO.

Il circuito stampato contiene tutti i componenti compresi i 3 transistori e il diodo del Clarifier, tranne tutti i circuiti L/C dell'oscillatore.

Come oscillatore e 1° separatore sono usati 2 transistori ad effetto di campo tipo 3SK22G in congiunzione di un secondo stadio separatore e amplificatore tipo 2SC372Y/2SC828P. I circuiti di alimentazione, Clarifier, Uscita, e interconnessione al gruppo L/C sono ottenuti a mezzo saldatura su terminali.

Il condensatore variabile VC1 di doppia sezione è già lineare in variazione della frequenza e consente un ritocco di taratura e precisione della linearità della frequenza tramite spostamenti delle due lamine contrapposte del suo rotore. Questa taratura avviene in fase di fabbricazione. Se necessita una ritaratura di linearità della frequenza conseguente a sostituzione del condensatore variabile o altro elemento del gruppo L/C, fare eseguire detto lavoro a personale altamente specializzato e dotato di adeguata strumentazione (minimo frequenzimetro digitale ultrastabile ecc).

Tutti gli altri condensatori fissi, in parallelo a VC1, sono stati scelti con differenti coefficienti di temperatura in modo di contenere la stabilità della frequenza entro i limiti di —10 a +65°C. Interessante è il circuito di C16 e C17 UJ ed NPO costituenti, sul trimmer a farfalla TC2, un vero bilanciamento di 2 contrapposti coefficienti di temperatura.

La copertura di frequenza del VFO è da 8700 kHz a 9200 kHz e consente una esplorazione di frequenza di 500 kHz.

Il diodo capacitivo D1 (1S145) controlla, tramite il controllo frontale Clarifier, lo spostamento della frequenza del VFO di ± 5 kHz in ricezione rispetto alla frequenza del VFO in trasmissione.

CRYSTAL CONTROL UNIT PB-1060A
UNITA' OSCILLATORE VFO CANALIZZATO - PB-1060A

Questa unità opera in unione al commutatore VFO/INT/EXT/XTAL estendendo le possibilità dell'FT277 in fatto di stabilità di frequenza e canalizzando a quarzo qualsiasi frequenza entro i limiti di esplorazione del VFO. Dei 4 contenitori di cristalli, solo 2 sono in circuito. Anche questa unità è prevista per l'operazione di Clarifier in ricezione.

La frequenza dei quarzi deve essere scelta considerando i vari modi di impiego (Mode) e la inversione dell'andamento della frequenza del VFO rispetto alla frequenza di conversione RX/TX:

VFO a 9200 kHz - 0 scala nera - 500 scala rossa = RX/TX in 3500/7000/21 MHz/26,9 MHz/28/28,5/29/29,5 MHz
VFO a 8700 kHz - 500 scala nera - 0

scala rossa = RX/TX in 4/7,5/14,5/21,5 27,4/28,5/29/29,5/30 MHz.
SSB/LSB aggiungere alla frequenza desiderata +1,5 kHz
SSB/USB togliere alla frequenza desiderata —1,5 kHz.
AM/CW aggiungere alla frequenza desiderata +1,2 kHz.

I trimmer ceramici TC1 e TC2 consentono la taratura di frequenza dei cristalli messi in funzione.

ALIMENTAZIONE

Alimentazione c.a. 110/234 V - 50/60 Hz

La linea di alimentazione a corrente alternata con connettore (P9) entra in connessione sullo zoccolo (J9) del transceiver ai piedini n. 2,4 e 7 di cui il n. 4 è relativo allo zero del primario di T11PT, il n. 2 è relativo al circuito di tensione di rete via interruttore ON/OFF (S6) e fusibile 3A (F1), e il n. 7 fa da interconnessione tra telaio del transceiver e la linea di terra del cavo stesso (Rosso).

Il ponte esistente in P9 tra piedino n. 1 e 8, provvede alla continuità del circuito (operazione c.a.) dell'alimentazione a +13,6 V del modulo rettificatore PB-1076B a tutti i servizi a bassa tensione del ricetrasmettitore.

Il ponte esistente tra i piedini n. 9 e 11 in P9, provvede alla alimentazione rispetto alla massa di 12,6 Vc.a. per la accensione delle valvole V1, V2 e V3 via disposizione in serie dell'interruttore (S5 Heater) e del ponte successivo ai piedini n. 1 e 2 sullo zoccolo accessorio (J14). Quest'ultimo ponte consente di accendere solo il filamento della valvola Driver (V1 12BY7A) utilizzando la sua uscita a RF/TX come pilotaggio di transverter VHF aggiuntivo.

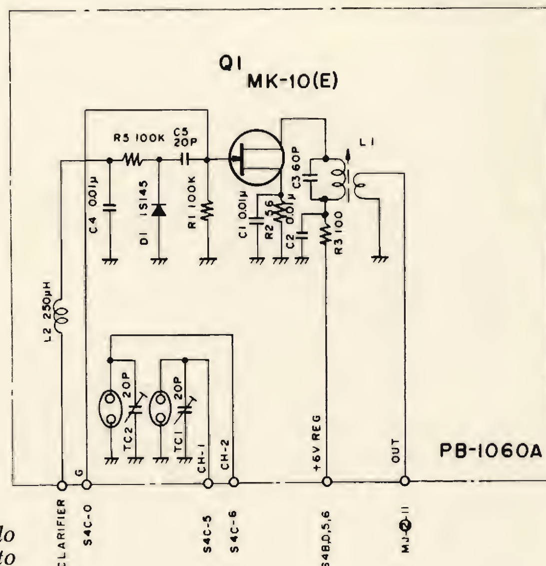
L'avvolgimento primario del trasformatore di alimentazione T11 è composto di un doppio avvolgimento separato da 100/110/117 Vc.a., la cui disposizione in parallelo consente le connessioni dello stesso sulla linea c.a. da 100 V a 117 V, e da 200 V a 234 V c.a. tramite disposizione in serie. Il fusibile (F1) è da 5 A per 117 V e da 3 A per 234 V.

I secondari di T11 escono con le seguenti tensioni c.a.: 1 x 120 V, che su D5/6 nel PB-1076B esce a —100 Vc.c. a disposizione della polarizzazione delle griglie controllo di V1, V2 e V3 via ripartizione sul modulo PB-1079B.

2 x 240 V, che su D1/4 e D9/12 nel PB-1076B, esce a +600 Vc.c. a disposizione degli anodi di V2 e V3, e via partitore di tensione R27/28 e C77/78 esce a +300 Vc.c. a disposizione dell'anodo del Driver V1.

2 x 9,5 V - 10,5 V - 1 x 12,6 V, di cui il 10,5 V utilizzato dai diodi D7/D8 nel PB-1076B, esce a +13,6 Vc.c. alimentando a bassa tensione tutto il ricetrasmettitore. Il 12,6 V alimenta i filamenti di V1, V2 e V3, mentre il 2x9,5 V costituisce il circuito primario del trasformatore T11 quando il transceiver opera con alimentazione 12/14 Vc.c.

2 x 1,5 V che costituisce il circuito di reazione del convertitore statico in congiunzione dei transistori di potenza Q1 e Q2 (DGT 110B).



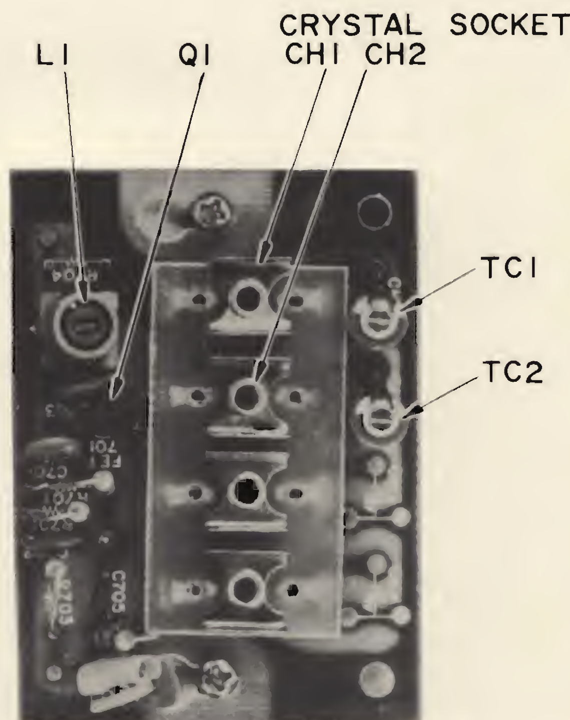
Schema elettrico del modulo oscillatore VFO canalizzato PB-1060A.

Alimentazione c.c. 11/14 V

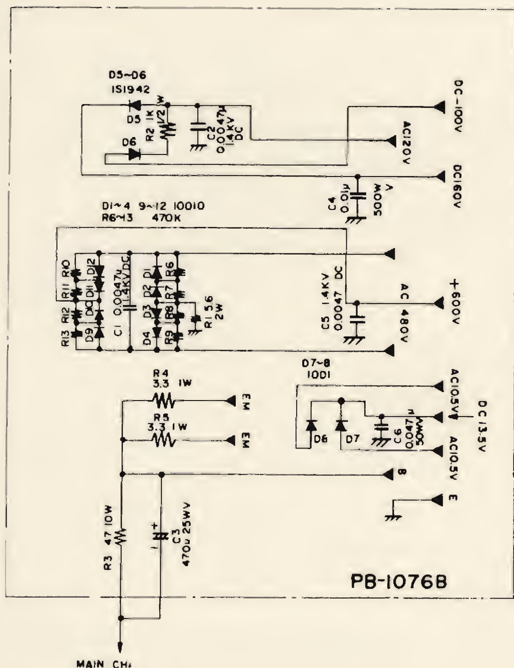
La tensione di alimentazione a corrente continua di 11/14 V viene immessa ad impulsi d'onda quadra alla frequenza di 50/60 Hz sull'avvolgimento 2 x 9,5 V c.a. di T11 via collettore dei transistori Q1 e Q2.

La linea di alimentazione c.c., via cavo a 2 conduttori e connettore P9, entra in connessione sullo zoccolo J9 del transceiver sui piedini N° 2 e 7, di cui il N° 7 (nero negativo) é l'interconnessione di massa tra negativo della batteria e chassis, mentre il N° 2 (rosso polo positivo della batteria), entra in circuito dell'interruttore ON/OFF S6 per ritornare sul piedino N° 3 di J9. Il ponte tra piedino N° 7 e 10 in P9 provvede alla interconnessione del circuito di massa tra cavo per alimentazione c.c. e centro dell'avvolgimento di reazione (2 x 1,5 V).

Il ponte doppio in P9 tra i piedini N° 3, 11 e 1, fa da interconnessione di positivo: in 1 sul circuito di bassa tensione di tutto il transceiver, in 11 sul circuito di alimentazione dei filamenti di V1, V2 e V3 via disposizione in serie dell'interruttore dei filamenti (HEATER ON/OFF) con conseguente possibilità di circuito dei filamenti accennato su alimentazione c.a. Quest'ultima commutazione di (HEATER ON/OFF S6) in OFF provvede alla alimentazione



Montaggio dei componenti sulla piastrina, relativo all'unità PB-1060A.



A lato: schema elettrico del modulo rettificatore PB-1076B. Sotto: connessioni al primario del trasformatore in funzionamento c.a.

di tutta la parte transistorizzata del ricevitore con un consumo di corrente sulla batteria simile a quello di un impianto autoradio.

L'interruttore acceso/spento ON/OFF (S5) in ON (acceso), riporta la linea del positivo sul piedino N. 12 di J9, dal quale passa sul connettore P9 e via ponte tra piedini N° 12, 5 e 6 porta un'alimentazione positiva 12/14 V sugli emettitori di Q1 e Q2, attivando tutto il circuito dello invertitore statico c.c./c.a., che viene immessa ad impulsi sull'avvolgimento secondario (2 x 9,5 V c.a.) di T11, facente ora funzione di avvolgimento primario.

COMMUTAZIONI
RL1 - Rec/Trans

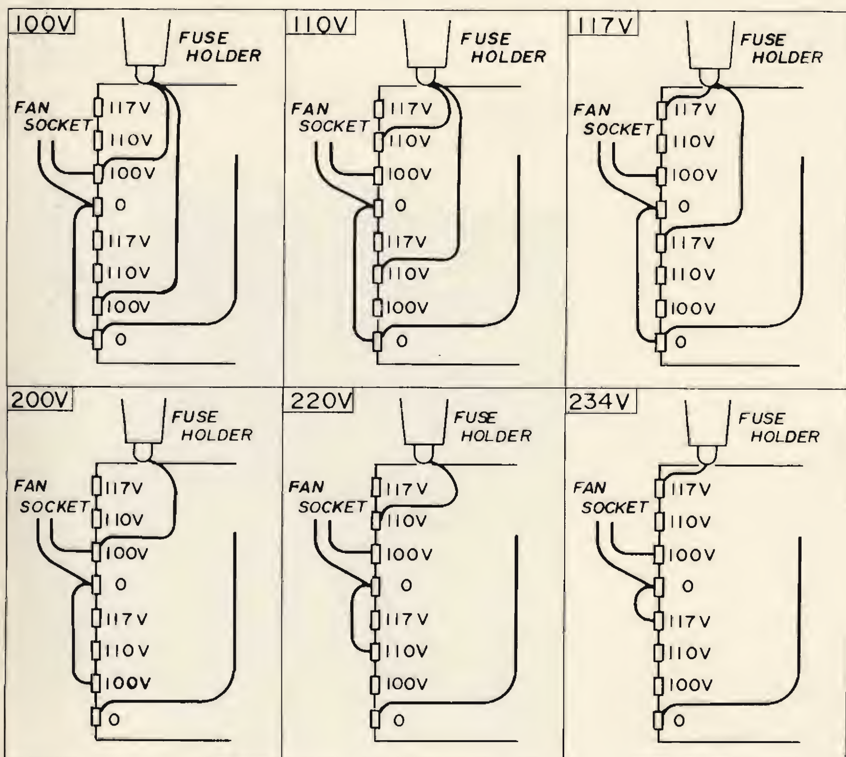
Le commutazioni dei vari circuiti da ricezione a trasmissione avvengono attraverso i contatti del relè, commutatore VOX RL1. con la bobina del relè a riposo si ha la commutazione in ricezione, mentre con la bobina eccitata si ha la commutazione del transceiver in trasmissione. La predisposizione alla eccitazione di RL1 avviene nei tre modi previsti dal commutatore MOX, PTT e VOX, manualmente, tramite il pulsante del microfono, o con il circuito automatico via microfono e VOX. Le varie commutazioni dei circuiti avvengono nel modo seguente:

— Sui contatti C10 e C9 viene commutata la tensione stabilizzata + 6 V per la alimentazione del VFO, modulo Oscillatore canalizzato PB-1060 A e relativo circuito di commutazione VFO interno / esterno / canalizzato. C10/TX C9/RX.
— Sui contatti A10 e A9 viene commutato lo strumento (M1) sul circuito di Q5/PB-1080A per la lettura dell'S Meter in ricezione (A9), o sul circuito del commutatore IC/ALC/PO in trasmissione (A10).
— Sui contatti C8 e C7 avviene la commutazione di massa accessibile sui piedini N° 9 e 10 dello zoccolo accessorio per servizi ausiliari (transveter ecc.), J14. C8/TX/J14-9, C7/RX/J14-10.
— Sui contatti C8 e C7 avviene la commutazione di massa sull'entrata AF nel PB-1081C in trasmissione (A8), e sulla base del 2° preamplificatore microfonico dello stesso modulo in ricezione (A7).
— Sui contatti C6 e C5 avviene la commutazione di massa per svariati circuiti interessanti lo scambio di funzioni sui vari moduli, sulla linea di commutazione a stato solido. (D7, 8, 9, 10, 11, 13), e la bobina del relè di antenna RL2. (C6 massa sulla linea T:O in trasmissione, C5 massa sulla linea R:O in ricezione).
— Sui contatti A6 e B6 viene commutata la linea di massa su S2F 1-2-3-5 (Mode USB/LSB/TUNE e AM) in sola trasmissione ed isola dal circuito di massa la stessa sezione S2F4 (Mode in CW) onde permettere il funzionamento della linea circuitale del tasto e del relativo controllo dello oscillatore di nota e la sua tensione di interdizione.

Mode - RX/TX

Il commutatore Mode Switch permette, secondo le sue combinazioni, la selezione delle varie operazioni relative al funzionamento del transceiver sui modi di LSB/USB/TUNE/CW/AM, ed opera in congiunzione al relè del VOX RL1 e della linea di commutazione a stato solido, provvedendo alla commutazione di scambio di funzione dei vari moduli del transceiver. Esso è composto di 6 sezioni con commutazione di una via su 5 posizioni. Lo schema dello chassis illustra questo commutatore con le posizioni numerate da 1 a 5 relative a LSB ed AM sulle sezioni da S2a ad S2f.

S2a porta commutazione di massa per l'attivazione degli oscillatori di por-



Schema elettrico generale comprendente tutte le unità del ricetrasmettitore Sommerkamp FT-277.

tante (Emitters) relativi ai modi di impiego SSB-LSB/USB nelle posizioni S2a 1 e 2. Portando S2a nelle posizioni 3, 4, 5 si ha cortocircuito di massa allo zoccolo accessorio e nel PB-1078A relativo al circuito di ALC in tune, CW e AM rendendo funzionante il circuito di ALC per le sole funzioni di SSB.

La sezione S2b 3, 4, 5 controlla, tramite commutazione di RL1, la massa per l'attivazione dell'oscillatore di portante (emitters) relativo ai modi di impiego TUNE/CW/AM. (TUNE/CW RX/TX AM solo TX).

La sezione S2c controlla, rispetto a massa, la commutazione a stato solido dei filtri a cristallo relativi alla SSB/AM con l'attivazione del filtro XF-30A, o CW con filtro XF-30C.

La sezione S2d 3 e 4 controlla, rispetto linea di commutazione di massa di RL1 (ricezione R:O/trasmissione T:O) per la sola ricezione, l'attivazione dell'oscillatore di portante a 3178, 5 kHz utilizzato in ricezione dei segnali CW e di calibrazione in Tune.

La sezione S2e è relativa alla commutazione di ingresso all'amplificatore BF del modulo PB-1081C in sola ricezione o di demodulatore SSB/TUNE/CW, o demodulatore AM.

La sezione S2f è relativa all'attivazione della linea circuitale del tasto/CW, oscillatore monitore di nota/CW ecc.

Commutatore MOX-PTT-VOX

Commutatore frontale (S7), una via su 3 posizioni, attiva la bobina di eccitazione del relè del VOX RL1 sulla linea di massa in MOX, sulla linea di massa via pulsante del microfono in PTT, e via linea di massa del circuito VOX in VOX.

Commutatore IC/PO/ALC

Doppio commutatore frontale (S8) una via su 3 posizioni, operante in congiunzione della commutazione RX/TX di RL1, determina la predisposizione dello strumento (M1) alle varie letture di scala RX/TX via contatti di commutazione A9, A10 e B10 di RL1 e predispone (M1) alla lettura di campo S'Meter in ricezione, indipendentemente dalla predisposizione frontale di detto commutatore. In PO lo strumento viene commutato in corrispondenza di D4 e VR6 per la lettura della potenza relativa di uscita TX. In IC lo strumento (M1) viene commutato in corrispondenza dei catodi dei tubi finali V2 e V3 per la lettura della corrente anodica (catodica) dello stadio finale di potenza in TX. In ALC (M1) viene commutato in corrispondenza del source di Q1 via disposizione in serie del trimmer VR2 (modulo PB 1078A) per la lettura della tensione di controreazione ALC.

Commutatore VFO Select

Commutatore frontale, una via su 6 posizioni composto di 4 sezioni (S4a/b/c/d), che provvede alla commutazione e allo scambio di tensione di alimentazione e di uscite, interessando i circuiti del VFO interno dell'FT-277, il VFO esterno FV-277 e il circuito dell'oscillatore canalizzato PB-1060A.



HP - 239 COMPLESSO STEREO HI-FI

Da questo numero, Sperimentare-Selezione di Tecnica Radio-TV, offre una nuova iniziativa a puntate. Ogni mese, infatti, saranno pubblicate descrizioni e documentazioni tecniche inedite, relative a prodotti Sony, la famosa Casa Giapponese che vanta un primato indiscusso nel campo delle realizzazioni elettroniche. Ciò sarà di grande aiuto sia per i tecnici riparatori che potranno disporre di schemi indispensabili per il loro lavoro, sia per tutti i lettori, che avranno modo di acquisire utili informazioni sui migliori prodotti oggi esistenti.

In questo numero presentiamo un complesso stereo HI-FI, di moderna concezione e di eccezionali prestazioni; si tratta del modello HP-239 con il quale la Sony ha fuso, in un unico insieme, un sinto-amplificatore stereo un giradischi professionale e un registratore-riproduttore a cassetta. Il complesso è completato, come illustra la fotografia, da due casse acustiche di elevata qualità. Si è così ottenuto un apparato veramente compatto e funzionale, di linea elegante e di prestigiose qualità tecniche.

Ma vediamo di esaminare brevemente ogni componente di questo complesso:

1) **Sintonizzatore AM-FM:** sensibilità di 2,2 μV in FM (S/N = = 30 dB) e 20 μV in AM; garantisce una nitida ricezione di tutta la gamma; il rapporto segnale-disturbo è rispettivamente di 65 dB e di 50 dB.

2) **Amplificatore audio:** assicura 18 W musicali e 10 W continui per canale. La gamma di frequenza coperta va da 40 Hz a 40 kHz ± 3 dB (TAPE) con 1 W in uscita. Un ampio controllo di toni, inoltre, garantisce un piacevole ascolto anche all'amatore più esigente.

3) **Giradischi:** piatto di 28 cm di diametro, a bassa percentuale di fluttuazione, cartuccia di tipo ceramico e puntina in diamante (Pressione sul disco consigliata 3 g).

4) **Registratore-riproduttore a cassetta:** risposta di frequenza 40 Hz ÷ 10 kHz (—15 dB); possibilità di registrazione diretta dal disco, dal sintonizzatore oppure tramite due microfoni esterni. La bassa fluttuazione e la rinnovata meccanica lo pongono all'altezza dei restanti componenti.

5) **Casse acustiche:** sistema a due vie e due altoparlanti (1 woofer da 16 cm ed 1 tweeter da 5 cm) garantiscono riproduzioni di altissima qualità.

ANALISI DEL CIRCUITO

a) Linea di media frequenza AM/FM

Va notato che l'amplificatore ad accoppiamento RC (Q202) e l'amplificatore sintonizzato (Q203) costituiscono uno stadio amplificatore (AM/FM) a media frequenza.

Data la grande differenza fra il valore delle medie frequenze non è necessario un secondo circuito e commutazione relativa. E' solo necessario variare la polarizzazione per avere un corretto funzionamento, con un unico circuito, nei due modi.

La variazione di polarizzazione c.c. si ottiene commutando S1-7 (FUNCTION).

In posizione AM la polarizzazione è ottenuta attraverso i resistori R237, R242.

La corrente del collettore di Q202 è tenuta a 0,3 mA e quel-

ANTENNA TERMINALS
FM ANT 300Ω
A-M EXT ANT
GROUND

Q101 2SK23 (RF AMP)
Q102 2SC710 (FM MIX)
Q103 2SC710 (FM OSC)
D101 1S351M (AFC)
D102 1T243M
Q201 2SC710 (FM I-F AMP)
Q202 2SC710 (FM/AM I-F AMP)
Q203 2SC710 (FM/AM I-F AMP)
D201~202 1T22A (RATIO DETECTOR)
D203 1T23
D204 1T23
D205 1T23 (DETECTOR)
D206 1T23
D207 1T40
Q401 2SC403C (AM OSC)
Q402 2SC403C (AM MIX)
Q301 2SC634A 19 kHz AMP
Q302 2SC634A 19 kHz DOUBLER/ 38 kHz AMP
Q303 2SC634A STEREO LAMP SWITCHING
D301~304 1T22A

( ): STEREO operation

To audio amplifier (preamplifier) section, FUNCTION SW, S1-F ●, ●, ● +B1 (COM)
To audio amplifier (preamplifier) section, FUNCTION SW, S1-F ⑨, ●, ●, ● +B2 (FM)
To audio amplifier (preamplifier) section, R523
To audio amplifier (preamplifier) section, FUNCTION SW, S1-F ● +B3 (AM)
To audio amplifier (preamplifier) section, R510
To audio amplifier (preamplifier) section, R610
PL1 STEREO LAMP
To MODE SW, S2 ❷
To MODE SW, S2 ❶

Note:

All resistance values are in ohms. k = 1,000, M = 1,000 k

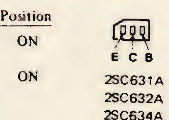
All capacitance values are in μF except as indicated with p, which means μμF.

All voltages represent an average value and should hold within ±10%.

All voltages are dc measured with a VOM which has an input impedance of 20 k ohms/volt. No signal in.

Schema elettrico della sezione FM e AM, dell'amplificatore FI e della sezione multiflex.

Ref. No.	Description	Position	Ref. No.	Description	Position
S1	FUNCTION SELECTOR SW (CASSETTE - AM - FM AUTO STEREO - PHONO - TAPE)	FM AUTO STEREO	S4	POWER SW (ON - OFF)	ON
S2	MODE SW (STEREO - MONO)	STEREO	S5	SLEEP SW (ON - OFF)	ON
S3	SPEAKER SW (REMOTE - OFF - MAIN - BOTH)	MAIN			



Note:

All resistance values are in ohms. k = 1,000, M = 1,000 k

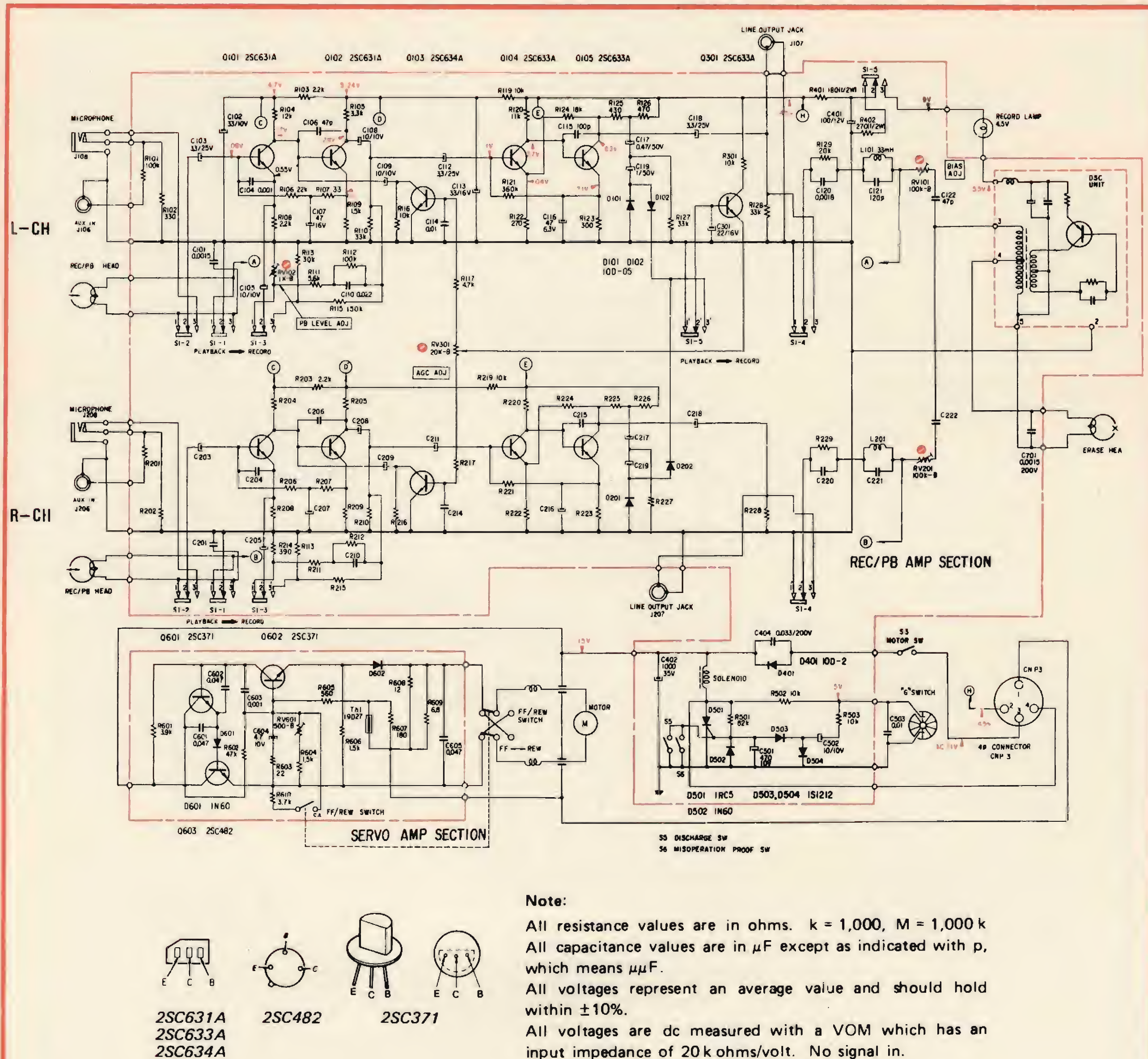
All capacitance values are in μF except as indicated with p, which means μμF.

All voltages represent an average value and should hold within ±10%.

All voltages are dc measured with a VOM which has an input impedance of 20 k ohms/volt. No signal in.

( ) are voltage at rated output.

Schema elettrico della sezione relativa all'amplificatore audio.



Schema elettrico della sezione registrazione riproduzione.

la di Q203 a 2 mA; ciò permette un'appropriata amplificazione dei segnali di media frequenza AM.

Commutando su FM, la polarizzazione è ricavata attraverso il parallelo dei resistori R237/R238, R242/R244, la corrente di polarizzazione aumenta e il limitatore può funzionare in modo corretto.

b) Circuito duplicatore di frequenza

Il transistore Q302 e il circuito sintonizzato nel collettore formano un circuito duplicatore di frequenza. Il segnale entrante a 19 kHz è rettificato alla giunzione base-emittore e amplificato da Q302, operante in classe C.

Siccome gli impulsi a 19 kHz contengono armoniche di alto ordine, un circuito tank, sintonizzato a 38 kHz, è inserito nel collettore per ripristinare una forma d'onda sinusoidale a 38 kHz.

c) Regolazioni relative all'amplificatore di potenza

Nota: Vi sono due regolazioni da effettuare nello stadio amplificatore audio.

Una si riferisce alla polarizzazione c.c. e l'altra riguarda il bilanciamento.

Queste due operazioni nel caso della sostituzione dei transistori di potenza, devono essere ripetute alternativamente diverse volte.

Regolazione della polarizzazione c.c.

Va notato che se questa regolazione non è corretta si va incontro a serie deficienze nella resa e pericolosi surriscaldamenti nei transistori finali.

Precauzione:
Onde evitare danni ai transistori, aumentare gradualmente la tensione di linea di alimentazione adottando un trasformatore variabile e misurando nel contempo la tensione tra emitter di Q508 e massa. Essa non deve superare 15 mV, in caso contrario spegnere l'amplificatore il più presto possibile e cercare il guasto nella parte interessata, cioè nella basetta audio.

SEZIONE REGISTRATORE

Circuito AGC

Il circuito del controllo automatico di guadagno è essenzialmente quello di un compressore che serve a prevenire sovrammodulazione in posizione di registrazione.

Benché l'AFC diminuisca il volume, esso aiuta ad appiattire la risposta di eccessivi picchi.

L'AGC è ottenuto cambiando il guadagno dei preamplificatori Q101, Q102, variando l'impedenza fra collettore e emitter a Q103. Il circuito AGC lavora come segue:

In registrazione, il segnale in uscita dal preamplificatore è portato al duplicatore di tensione (D101, D102) attraverso l'amplificatore a responso piatto.

Questo segnale è rettificato da D101 e D102 e inviato alla base di Q301. Va notato che le tensioni di AGC per i canali destro e sinistro vanno alla base di Q 301.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Sezione sintonizzatore FM

Antenna:	300 Ω bilanciata
Gamma di frequenza:	87,5 ÷ 108 MHz
Media frequenza:	10,7 MHz
Sensibilità:	2,2 μV (S/N = 30 dB)
Rapporto S/N:	65 dB IHF
Rapporto capt.:	4 dB IHF
Selettività:	35 dB IHF
Reiezione immagine:	40 dB
Reiezione media frequenza:	90 dB
Soppressione AM:	45 dB
Responso di frequenza:	20 ÷ 15000 Hz ± 3 dB
Distors. armon.:	mono 0,5% a 400 Hz stereo 1% a 400 Hz
Separazione stereo FM:	migliore di 35 dB a 400 Hz
Soppressione:	19 kHz - 38 kHz - 45 dB

Sezione Sintonizzatore AM

Gamma di frequenza:	530 ÷ 1605 kHz
Media frequenza:	455 kHz
Sensibilità:	50 dB/m antenna interna 20 μV antenna esterna
Rapporto S/N:	50 dB
Reiezione immagine:	40 dB a 600 kHz 35 dB a 1400 kHz
Reiezione media frequenza:	40 dB a 1000 kHz
Distorsione armonica:	0,8%

Sezione amplificatore audio

Potenza musicale (EIA):	36 W (totale)
Potenza continua (RMS):	10 W per canale (entrambi i canali operanti), 8 Ω
Distorsione armonica:	< dell'1% a 1000 Hz (secondo l'uscita)
Responso frequenza:	TAPE - da 40 a 40 kHz (± 3 dB) a 1 W di uscita
Sensibilità ingressi:	PHONO - 300 mV - 1 MΩ TAPE - 400 mV - 100 kΩ REC/PB - 400 mV - 50 kΩ
Segnale in uscita:	REC OUT - 250 mV - 10 kΩ REC/PB OUT - 30 mV - 80 kΩ
Rapporto segnale disturbo:	PHONO - migliore di 58 dB
(IHF) (B)):	TAPE - migliore di 66 dB
Regolatori di tono:	BASS - ± 10 dB a 100 Hz TREBLE - ± 10 dB a 10 kHz
Loudness:	8 dB sopra a 50 Hz 4 dB sopra a 10 kHz (in corrispondenza al punto a 30 dB di attenuazione del regolatore di volume)

Sezione giradischi

Giradischi:	SONY TTS-310, due velocità (33,1/3 - 45 g/min)
Cartuccia:	SONY, ceramica VX-18P
Stilo:	SONY, diamante ND-127P
Motore:	2 poli a induzione
Piatto girevole:	diametro 280 mm
Trasmissione movimento:	con puleggia folle

Sezione registratore a cassetta (TC-219)

Velocità del nastro:	4,8 cm/s
Responso frequenza:	40 Hz ÷ 10 kHz (−15 dB)
Frequenza segnale di cancellazione e polarizzazione:	85 kHz
Flutter e Wow:	0,3%
Sensibilità ingresso microfono:	0,775 mV - 220 Ω

Sezione altoparlanti (SS210)

Sistema:	2 vie, woofer 16 cm - tweeter 5 cm
Impedenza:	8 Ω
Dimensioni:	235 mm (larghezza), 380 mm (altezza), 213 mm (profondità)
Peso netto:	3 kg
Peso complessivo:	8,5 kg (la coppia, imballati)

Caratteristiche generali

Assorbimento alimentazione:	Approssimativamente 95 W
Tensione di alimentazione:	100, 120, 220, 240 V 50/60 Hz c.a.
Dimensioni:	587 mm (larghezza), 250 mm (altezza), 437 mm (profondità)
Peso netto:	16 kg (esclusi altoparlanti)
Peso complessivo lordo:	21 kg (esclusi altoparlanti)

BEOLIT 600

Radioricevitore portatile per FM-OL-OM
di eccezionali prestazioni e di linea moderna
Comandi lineari di tono, volume e sintonia, di
nuova concezione e di grande praticità.
Controllo automatico di frequenza in FM
Antenna in ferrite per AM e telescopica per FM
Elevata sensibilità.
Risposta in frequenza 50 ÷ 20.000 Hz ± 3 dB
Potenza d'uscita: 1,2 W
Prese per giradischi, registratore, altoparlante
supplementare e alimentazione esterna.
Alimentazione: 7,5 Vc.c.
Dimensioni: 358 x 58 x 172 mm
Peso: 2,550 kg.





rassegna delle riviste estere

a cura di L. BIANCOLI

VANTAGGI DEI DISPOSITIVI INTEGRATI NEL CAMPO DELL'IDENTIFICAZIONE OTTICA DI CARATTERI

(Da «Electronic Engineering»)

Con l'impiego sempre più diffuso dei dispositivi per l'identificazione ottica di caratteri, è stata riscontrata una richiesta di mercato rilevante nei confronti di dispositivi sensibili dal funzionamento sicuro, e caratterizzati da un'elevata velocità di funzionamento. Sotto questo aspetto, la combinazione tra sistemi integrati di fotodiodi e la tecnologia M.O.S. presenta un certo numero di vantaggi assai significativi, che vengono discussi dettagliatamente nell'articolo che recensiamo.

Per quanto riguarda l'estrazione di informazioni alfanumeriche dai segnali video, la stampa tecnica si è inoltre già interessata diffusamente. La tecnica di prelevamento del segnale video mediante una camera vidicon, i sistemi di scansione, ecc., sono stati infatti del pari oggetto di numerose pubblicazioni.

In pratica, almeno per quanto ci riguarda, il compito più complesso è proprio quello dell'estrazione con una certa sicurezza dei segnali che possono costituire dei caratteri leggibili.

Gli altri due problemi più importanti in questo campo specifico sono in primo luogo la tecnica di elaborazione dei documenti stampati, nonché la loro presentazione al campo visivo della camera da ripresa, ed anche le caratteristiche della camera necessaria per convertire la informazione stampata in segnali video di natura elettrica.

Consideriamo le esigenze fondamentali che sussistono per ottenere la rappresentazione elettrica di caratteri stampati: in primo luogo, è indipensabile provvedere ad una razionale segmentazione del carattere, disponendo di due assi perpendicolari tra loro, che ne dividono la struttura in quadrati o rettangoli. Ciò costituisce la scelta più ovvia.

Ciò premesso, sorge la prima importante domanda che tende a stabilire qual'è la risoluzione necessaria. Tornando agli elementi fondamentali, la stampa è stata ideata soprattutto per consentire la lettura da parte dell'occhio umano, che — in normali condizioni — è in grado di risolvere tutto ciò che viene contenuto in un minuto di arco; di conseguenza, la distanza di lettura di 30 cm corrisponde ad una risoluzione di circa 0,1 mm.

Le dimensioni di un carattere corrispondenti approssimativamente a 3 mm di altezza e a 2 mm di larghezza determinano una struttura effettiva della matrice corrispondente a circa 30 x 30 quadrati per carattere. Ebbene, anche con questa risoluzione può non essere possibile leggere ciascun carattere in modo appropriato, nell'eventualità che la stampa risulti deformata, il lettore umano provvede automaticamente a correggere le sensazioni che gli derivano dall'organo della vista, nel senso che se ciò che viene letto appare assurdo, subentra l'intelligenza per apportare le necessarie modifiche, attraverso le quali il testo diventa intelligibile.

Se si considera ora l'altra situazione estrema, nella quale il peggioramento della risoluzione tende a presentare un effetto medio sulle imperfezioni della stampa, il che può spesso costituire un vantaggio dal punto di vista dell'identificazione, è chiaro che ciascun punto della matrice può presentare l'opportunità di essere immagazzinato e di essere analizzato.

Dopo questa intelligente premessa, lo articolo precisa ulteriormente quali sono le esigenze specifiche in base alle quali è auspicabile l'adozione del sistema più razionale, e precisa i princìpi in base ai quali una struttura grafica può essere trasformata in un segnale elettrico ad ampiezza variabile, come si osserva alla **figura 1**. Successivamente, l'Autore dello articolo passa alla descrizione dei sistemi di scansione, prevalentemente basati sull'impiego di tubi Vidicon, funzionanti con l'aiuto di sistemi di deflessione orizzontale e verticale, così come accade normalmente negli oscilloscopi a raggi catodici e nei ricevitori televisivi.

Il principio citato presenta però alcuni inconvenienti, nel senso che il tubo Vidicon è suscettibile di una certa persistenza dell'immagine, caratteristica piuttosto indesiderabile agli effetti della rapida sostituzione di un'immagine con un'altra nel campo dell'identificazione ottica dei caratteri.

Sono stati allestiti dispositivi sensibili più complessi, impieganti linee e colonne di fotocellule di tipo discreto, ed anche disposizioni bi-dimensionali di dimensioni notevoli, sebbene oggi sia stato possibile ottenere risultati assai migliori, impiegando disposizioni geometricamente simmetriche di fotodiodi in versione integrata.

Confrontando questo nuovo sistema con quello costituito da un dispositivo ad auto-scansione, come quello che viene rappresentato alla **figura 2**, i vantaggi che ne derivano risultano abbastanza evidenti.

Nell'applicazione illustrata, si nota in alto a sinistra una sorgente di luce, la cui energia luminosa raggiunge una superficie limitata del documento che viene trasportato mediante un tamburo. Per ottenere una maggiore e più uniforme luminosità della zona che viene osservata attraverso la telecamera, un'altra sorgente di luce, analoga alla precedente, illumina la stessa zona dalla direzione opposta.

Verso la zona illuminata è puntato lo obiettivo di una telecamera, all'interno

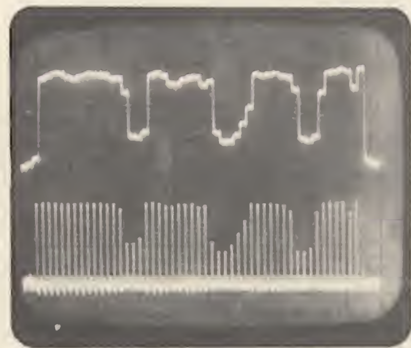


Fig. 1 - Esempio di oscillogramma illustrante la forma d'onda tipica dei segnali prodotti, in funzione delle caratteristiche strutturali dei caratteri. La traccia inferiore rappresenta l'andamento degli impulsi di ricarica amplificati, e la traccia superiore la forma d'onda ricostituita.

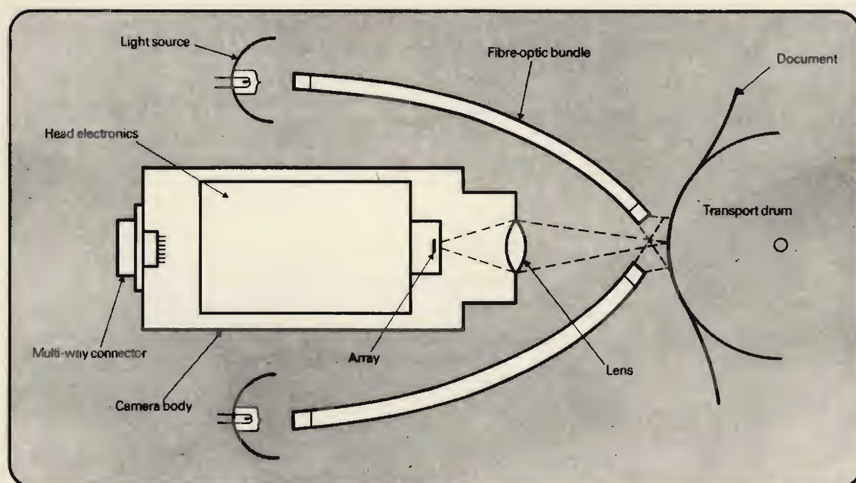


Fig. 2 - Rappresentazione schematica del sistema sensibile, impiegante un dispositivo di auto-scansione.

della quale si trova il dispositivo sensibile («Array»): all'interno della telecamera sono inoltre presenti i vari dispositivi elettronici che provvedono ad elaborare il segnale, mentre sul retro è visibile un connettore multiplo attraverso il quale i segnali elettrici vengono applicati all'ingresso dell'apparecchiatura di elaborazione.

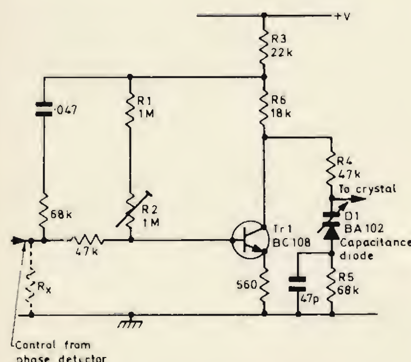


Fig. 3 - Schema elettrico dell'amplificatore in corrente continua, da inserire tra il rivelatore di fase ed i circuiti dell'oscillatore a cristallo.

Dopo un'accurata descrizione del sistema ad auto-scansione, l'Autore illustra alcuni sistemi di ripresa, e conclude alla fine sostenendo che i dispositivi basati sull'impiego dei fotodiodi sono estremamente adatti all'impiego nel campo dell'identificazione ottica di caratteri. Le loro dimensioni esigue, le basse tensioni di funzionamento, e l'elevata velocità di scansione presentano infatti notevoli vantaggi su tutti gli altri sistemi usati o usabili in alternativa (723).

CIRCUITI PER TELEVISIONE A COLORI
(Da «Television»)

Nonostante il raffreddamento dell'interesse dei tecnici elettronici italiani nei confronti della televisione a colori, dovuto notoriamente all'indecisione del nostro governo per quanto riguarda lo standard da adottare, riteniamo del pari doveroso da parte nostra documentare i nostri Lettori su ciò che la stampa estera pubblica al riguardo.

Ad esempio, questa nota Rivista inglese pubblica da tempo una illimitata serie di articoli dedicata ai nuovi circuiti che vengono creati e sperimentati in questo campo. In questa particolare occasione, ci riferiamo ad un articolo che chiarisce alcuni concetti assai moderni che riguardano l'oscillatore di riferimento.

In un primo paragrafo viene descritto lo schema globale, la cui rappresentazione a blocchi non viene qui riprodotta in quanto superflua, se non per coloro che leggono l'intero articolo.

Riteniamo invece importante riprodurre comunque lo schema elettrico dell'amplificatore in corrente continua, che viene inserito tra il rivelatore di fase ed i circuiti oscillatori funzionanti con controllo a cristallo.

Come si osserva alla **figura 3**, il segnale di controllo proveniente dal rivelatore di fase viene applicato alla base di uno stadio del tipo «n-p-n», tramite una resistenza del valore di 47 kΩ. Nel circuito di collettore, il segnale viene prelevato direttamente dall'elettrodo, e — attraverso una resistenza del valore di 47 kΩ — viene inviato direttamente al cristallo, ed anche ad un diodo a capacità variabile, che provvede a stabilizzare le caratteristiche del circuito.

Dopo aver descritto altre applicazioni analoghe che vengono illustrate con altrettanti schemi dettagliati, l'Autore cita il sistema di limitazione di ampiezza del segnale di riferimento, il quale provvedimento viene eseguito in parte ad opera della polarizzazione di base di uno stadio, ed in parte dalla limitazione della corrente che scorre attraverso il circuito di collettore.

La **figura 4,** che pure rileviamo dallo articolo, illustra il circuito che viene usato a tale scopo nel ricevitore bi-standard GEC/SOBELL: in esso, TR27 rappresenta lo stadio di amplificazione ad accoppiamento diretto, TR28 lo stadio che produce le oscillazioni di riferimento, e TR29 rappresenta invece lo stadio separatore.

In questa particolare applicazione, il diodo a capacità variabile D305 viene polarizzato in senso inverso ad opera di una tensione di 20 V, tramite R235: il potenziale di controllo ottenuto tramite TR27 fa variare questa polarizzazione dal lato dell'anodo del diodo.

Il circuito accordato presente nel circuito di collettore, costituito da L307,

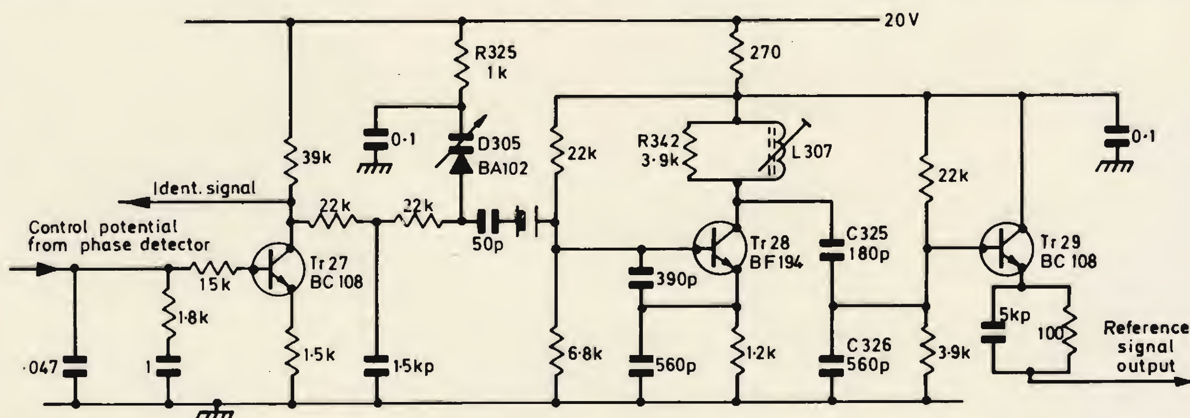


Fig. 4 - Schema elettrico dell'amplificatore ad accoppiamento diretto, dell'oscillatore di riferimento e dell'amplificatore «buffer» (separatore), impiegati nei modelli bi-standard della GEC.

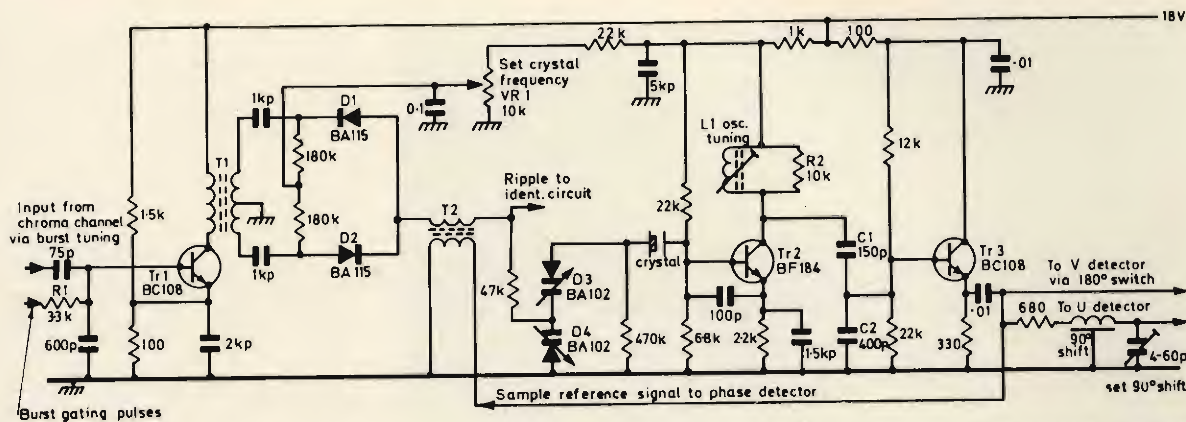


Fig. 5 - Canale completo del segnale di riferimento, compreso tra l'amplificatore «gate burst» e l'amplificatore «buffer». In alcuni circuiti, come quello qui illustrato, vengono usati due diodi a capacità variabile nella sezione di controllo dell'oscillatore.

si trova in parallelo ad R342, ed il necessario livello del segnale di riferimento viene quindi attenuato a partire dal collettore di TR28, grazie alla presenza del partitore capacitivo costituito da C325 e da C326.

Questo segnale viene quindi applicato alla base dello stadio separatore costituito da TR29, funzionante come stadio ad accoppiamento di emettitore, in grado cioè di fornire il segnale di riferimento ai capi di un'impedenza di valore relativamente basso.

Altri tipi di circuiti fanno invece uso di diodi a capacità variabile controllati secondo la configurazione «back-to-back» come si osserva alla **figura 5**, nella quale risulta abbastanza semplice identificare i diodi D3 e D4.

In questo secondo circuito, il potenziale di controllo viene ottenuto direttamente in funzione della fase del segnale rilevato, mentre la polarizzazione che viene applicata ai diodi viene ricavata da VR1, che predispone la frequenza iniziale dell'oscillatore.

Considerando l'influenza del valore capacitivo presentato dai due diodi in serie tra loro, è chiaro che il valore globale si riduce: dal punto di vista del potenziale di controllo — per contro — i due diodi possono essere considerati in parallelo tra loro, in quanto i due anodi sono collegati reciprocamente attraverso una resistenza del valore di 470 kΩ, mentre i due catodi sono direttamente collegati tra loro, per cui ricevono il potenziale positivo (rispetto a massa) necessario per stabilire la polarizzazione inversa.

Un altro circuito che viene preso in considerazione nell'articolo è quello di un tipico rivelatore di fase, il cui funzionamento si basa sullo sfruttamento dei segnali prodotti dal generatore di riferimento, per bloccare il funzionamento dell'oscillatore stesso nei confronti della fase e della frequenza dei «burst» che vengono irradiati unitamente al segnale complesso.

L'articolo, che chiarisce ogni possibile aspetto del problema enunciato nel titolo, prosegue poi sul numero successivo della stessa Rivista, in un'altra dissertazione nella quale vengono presi in considerazione i circuiti associati al canale «burst», ed il sistema di commutazione nel ricevitore del segnale di crominanza. Oltre a ciò, in questa seconda parte vengono analizzati i circuiti passivi che elaborano il segnale di riferimento (723).

LEVITAZIONE OTTICA MEDIANTE LASER
(Da «Electronique Professionnelle»)

Due tecnici addetti alle ricerche nei laboratori americani Bell, nello stato del New Jersey, e precisamente A. Ashkin e J. Dziedzic, hanno effettuato recentemente degli esperimenti di levitazione ottica, mediante un fascio di luce laser.

Essi sono riusciti a sollevare, e quindi ad immobilizzare per diverse ore, alcune perle microscopiche di vetro trasparente, al di sopra di una piastra, anch'essa in vetro.

A prima vista, non è facile intuire quali siano i risultati pratici di questa particolare applicazione. Ciò nonostante, gli sperimentatori ne deducono la possibilità di manipolare con precisione e con notevole semplicità piccole particelle di materia, senza l'ausilio di un supporto materiale.

Essi ritengono inoltre che questa strana tecnica potrà dimostrarsi molto utile in fatto di telecomunicazioni di tipo ottico, ad esempio per misurare le perdite per dispersione provocate dalla polvere e da altre particelle, sia facenti parte dell'atmosfera, sia facenti parte di qualsiasi altro mezzo di propagazione.

Durante i loro esperimenti, i due scienziati americani concentrano un raggio di luce su una sfera di vetro del diametro di soli 20 μm (approssimativamente pari allo spessore di un capello) il che permette di applicare una pressione di radiazione in grado non soltanto di sollevare questa microscopica sfera, nonostante la gravità terrestre, ma anche di imprigionarla nel raggio luminoso. Ciò significa che la sfera viene appunto a trovarsi in certo qual modo imprigionata, come si osserva nella **figura 6.**

Il fenomeno si manifesta altrettanto facilmente sia nell'aria normale che in un mezzo rarefatto.

Gli sperimentatori citati hanno battezzato il dispositivo col termine di «bottiglia ottica». Il Dr Ashkin, capo della sezione di ricerche di ottica atomica dei laboratori citati, giustifica questo nome rammentando che i fotoni, identificabili anche come **grani di luce**, presentano contemporaneamente una caratteristica di inerzia e di energia, sebbene possano ancora essere considerati come esenti da una massa specifica.

«Quando — egli scrive — concentriamo un raggio laser della potenza di 0,25 W su di un piccolo corpuscolo trasparente, la forza estremamente debole esercitata dalla luce è sufficiente a sollevare la piccola sfera al di sopra di una lastra di vetro, ed a mantenerla in un certo qual modo sospesa nello spazio».

Di conseguenza, inizialmente, la pressione di radiazione non è sufficiente per vincere l'attrazione molecolare che si manifesta tra la sfera e la lastra. Questa attrazione, definita col termine di «forza di Van der Waals», corrisponde approssimativamente a mille volte quella della pesantezza terrestre, che si espleta su di un corpo di diametro così ridotto, facendolo cadere: nelle esperienze citate, questa forza di attrazione viene invece interrotta.

Il medesimo risultato poteva essere ottenuto mediante l'impiego di energia acustica, facendo cioè vibrare una bacchetta di materiale ceramico fissata alla lastra di vetro.

Quando l'attrazione viene in tal modo soppressa, la sfera si solleva nel raggio luminoso, e si immobilizza non appena la pressione tendente verso l'alto del raggio laser raggiunge la stessa intensità della forza che ne stabilisce il peso, e che tende invece a far cadere la sfera sulla lastra.

Risulta quindi possibile spostare la sfera lateralmente o verticalmente, con grande precisione, modificando semplicemente la posizione del raggio laser.

Quando in seguito gli sperimentatori ebbero l'idea di concentrare sul corpuscolo la radiazione di un secondo generatore laser, in senso laterale, essi constatarono che era possibile far subire alla sfera l'azione del primo, aumentando la potenza del secondo generatore.

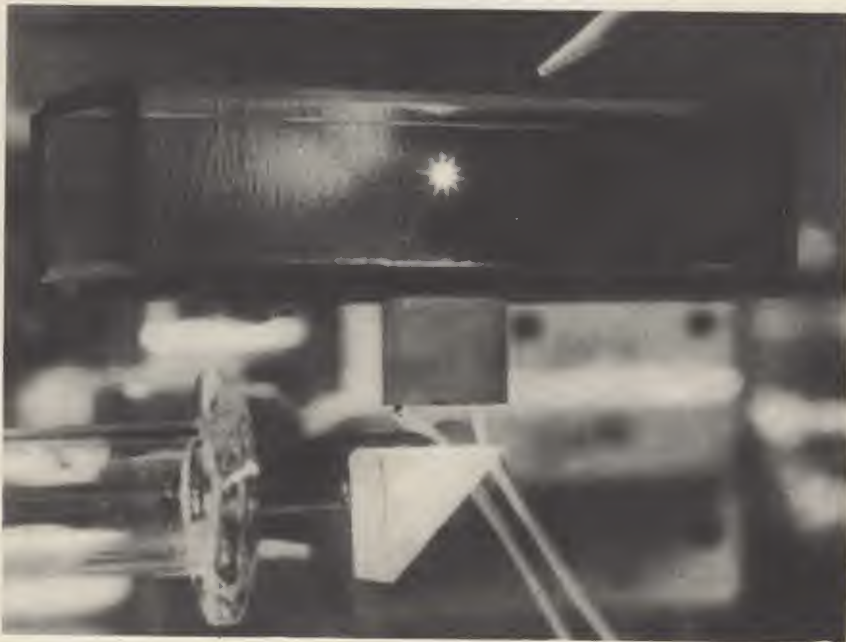


Fig. 6 - In questa realizzazione sperimentale, il raggio laser emerge orizzontalmente (dal basso a sinistra), ed attraversa un prisma che lo devia in senso verticale. La radiazione diretta di un laser laterale permette di bloccare il corpuscolo microscopico, legandolo all'effetto del laser verticale.

Per concludere, la levitazione ottica può rivelarsi, secondo le apparenze, come un metodo di ricerca assai utile in materia di studio sulle particelle elettroconduttrici nel plasma che viene impiegato nelle prove di fusione di tipo termonucleare (723).

GENERATORE DI ALTA TENSIONE A CORRENTE COSTANTE
(Da «Wireless World»)

L'articolo che recensiamo descrive un sistema di controllo di un alimentatore a thyristore in corrente continua, facente uso. di un circuito di reazione di tipo opto-elettronico.

Il circuito di principio viene qui riprodotto alla **figura 7**: la reazione è sistemata in modo tale che la diminuzione del valore resistivo del carico provoca una diminuzione proporzionale della tensione di alimentazione, dovuta ad un aumento della corrente che scorre attraverso il carico, la quale — a sua volta — determina l'aumento dell'intensità di luce prodotta dal filamento di una lampadina.

Se il dispositivo sensibile alla luce è un foto-resistore al solfuro di cadmio, in tal caso la resistenza del dispositivo diminuisce, e la variazione può essere sfruttata per ritardare l'angolo di innesco del thyristore, presente nel circuito dell'alimentazione in corrente continua.

Questa tecnica evita la necessità di un collegamento tra la sorgente di alimentazione e la sezione di controllo. Lo unico svantaggio significativo del circuito di reazione di tipo opto-elettronico consiste nel tempo di responso, che risulta insufficientemente breve per seguire le fluttuazioni che si verificano ad intervalli più piccoli di un millisecondo. In ogni modo, la stabilità a lungo termine può essere assai soddisfacente.

La **figura 8** illustra invece il circuito di un alimentatore in corrente continua, che è stato creato per l'impiego con un «magnetron», funzionante con onde persistenti. Il potenziale necessario di circa 900 V stabilizzato deve avere anche una corrente di 30 mA. La combinazione in serie di due thyristori e di un diodo, in parallelo ad R1, R2 ed R3, può sembrare piuttosto strana, ma i motivi di questo provvedimento sono abbastanza semplici.

Per ottenere la necessaria tensione di uscita, le caratteristiche di T1 sono state scelte in modo da ricavare una tensione secondaria efficace di 1,5 kV, con una corrente di 50 mA.

Ciò premesso, se il carico non assorbisse alcuna corrente, C1 si caricherebbe fino a raggiungere tra i suoi elettrodi il potenziale di circa −2,1 kV: inoltre, durante le semionde positive della tensione alternata di alimentazione, un potenziale di circa 4,2 kV risulterebbe applicato ai capi del sistema di rettificazione in direzione inversa.

Sfortunatamente, nessun modello di thyristore attualmente disponibile può sopportare una tensione inversa di tale valore senza subire danni: tuttavia, collegando in serie ad esso un diodo, si ottiene un interessante effetto di protezione.

Quanto sopra non chiarisce però la necessità di impiegare due thyristori in serie. Essi sono necessari per sopportare una tensione diretta di picco maggiore di 1,5 kV, ed inoltre essi rimangono nello stato di non conduzione finché non vengono innescati ad opera di un impulso proveniente da T3.

Sebbene siano disponibili thyristori singoli in grado di sopportare tensioni dirette dell'ordine di 1,5 kV, si tratta però di componenti piuttosto costosi, per cui

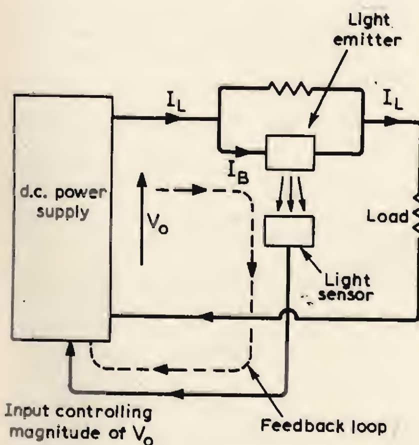


Fig. 7 - Circuito fondamentale del dispositivo opto-elettronico per il controllo dell'intensità della corrente.

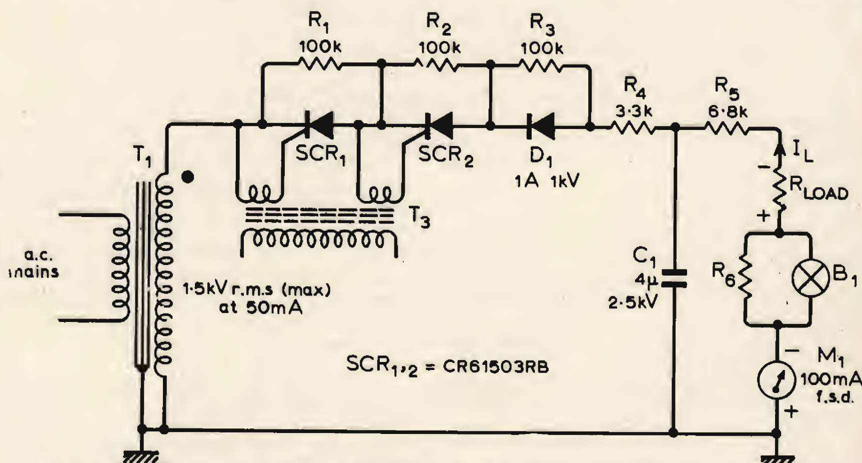


Fig. 8 - Circuito pratico dell'alimentatore ad alta tensione ed a corrente costante. Impiegando due rettificatori controllati al silicio ed un diodo, anziché un solo rettificatore ad alta tensione, si ottiene un notevole risparmio del costo.

risulta assai più economico montarne due esemplari in serie tra loro.

Dopo aver chiarito queste caratteristiche di principio del dispositivo, l'Autore scrive il circuito di controllo, e fornisce importanti ragguagli per quanto riguarda le norme di progetto.

Altre numerose illustrazioni completano l'articolo, tra cui lo schema di un circuito di controllo a bassa tensione, nel quale un transistore a giunzione singola viene alimentato con una tensione ad onde quadre del valore di 10 V, di fase opposta rispetto al circuito di alimentazione a thyristore; un grafico illustrante la forma d'onda tipica dei segnali in gioco; un altro grafico illustrante la variazione di resistenza di una cellula al solfuro di cadmio in funzione delle variazioni di corrente, e l'impiego di una resistenza di regolazione per mettere a punto le caratteristiche dinamiche del circuito di reazione.

Lo schema che riproduciamo alla **figura 9** — infine — illustra il circuito funzionante a corrente alternata, con valore costante di intensità, nel quale i rettificatori ed il thyristore vengono scelti in base alle esigenze che dipendono dalle intensità della corrente che scorre attraverso il carico.

Un ultimo paragrafo descrive dettagliamente la tecnica di funzionamento del dispositivo, soprattutto nei confronti del caso in cui il circuito venga fatto funzionare con un carico del valore di circa 30.000 Ω, e con una corrente di 30 mA (721).

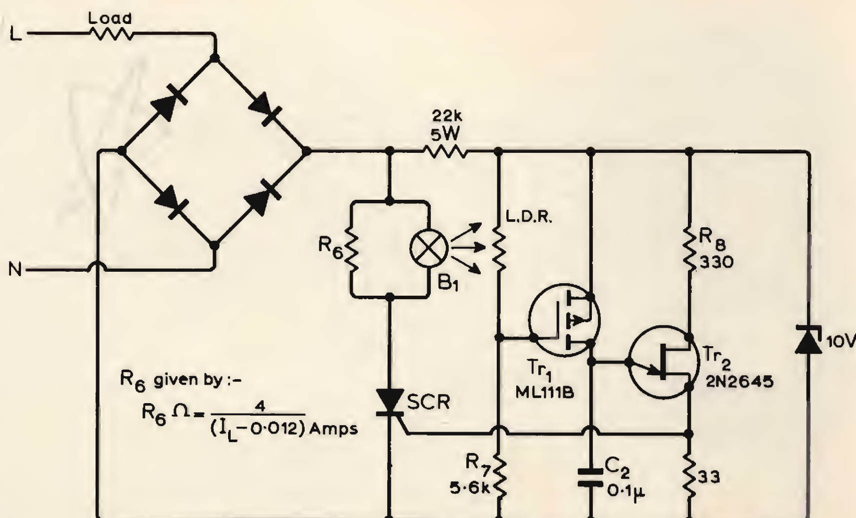


Fig. 9 - Circuito di un alimentatore a corrente alternata, ad intensità costante. I rettificatori ed il diodo controllato al silicio vengono scelti in base alle esigenze relative all'intensità della corrente che scorre nel carico.

COSTRUZIONE DI UN AMPLIFICATORE DI SEGNALE PER AUTORADIO

(da «Practical Wireless»)

Il semplice amplificatore che viene descritto sulla nota Rivista inglese consente un notevole miglioramento del funzionamento nei confronti delle gamme ad onde medie e lunghe da parte dei ricevitori radio installati a bordo delle autovetture, sebbene esso non elimini la cura con cui deve essere montata l'antenna agli effetti della sopressione delle interferenze.

La sua prerogativa principale consiste nel fatto che viene montato direttamente alla base dell'antenna a stilo, proprio per contribuire in modo apprezzabile alla soppressione delle suddette interferenze, nonché per diminuire le eventuali perdite che si manifestano lungo il cavo che accoppia l'antenna all'ingresso del ricevitore .

Quando la vettura è in movimento, il ricevitore viene a trovarsi inevitabilmente in prossimità di un potente generatore di segnali interferenti a radiofrequenza, costituito dall'impianto di accensione del motore, per giunta in condizione di ricezione di segnali che variano di intensità in modo assai pronunciato mano a mano che la vettura passa attraverso zone in cui la ricezione è difficile Notoriamente, quest'ultima viene peggiorata in presenza di tralicci, strutture metalliche, edifici in cemento armato, montagne, ecc.

Esistono in commercio numerosi tipi di radioricevitori da installare a bordo delle vetture, che presentano una eccellente sensibilità, e che inoltre sono muniti di un dispositivo di controllo automatico del guadagno che permette di ottenere un ascolto a livello costante, nonostante tutti questi ultimi impedimenti. In questi casi, la qualità della ricezione può essere peggiorata soltanto ad opera delle interferenze dovute all'impianto di accensione, che vengono captate dalla antenna, e dal relativo cavo.

Questo tipo di interferenza è facilmente riconoscibile, in quanto consiste in un crepitìo continuo, il cui timbro e la cui frequenza variano col variare del regime di giri del motore.

Altri tipi di circuiti elettrici presenti a bordo possono provocare interferenze, tra cui quello che alimenta il tergicristallo, ed i circuiti che alimentano i lampeggiatori (indicatori di direzione), il relè di massima e minima, il ventilatore.

Per quanto riguarda la riduzione delle interferenze, abbiamo noi stessi pubblicato un articolo di un certo interesse, e precisamente sul numero di dicembre dello scorso anno, per cui non vale la pena di intrattenerci ulteriormente sull'argomento, sebbene l'articolo al quale ci riferiamo fornisca anche interessanti considerazioni al riguardo.

L'argomento più interessante consiste invece nello schema elettrico dell'amplificatore di antenna, che qui riproduciamo in due versioni alla **figura 10. A** rappresenta lo schema elettrico adatto allo impiego nelle vetture aventi l'impianto elettrico di bordo con negativo a massa. Tutte le resistenze devono avere un valore di 1/8 W, ed una tolleranza pari al 5%, mentre i condensatori devono presentare una tensione di lavoro pari almeno a 20 V. In **B** è invece illustrata la versione dello stesso circuito, adatta però all'impiego nelle vetture che sono munite di un impianto elettrico con polo positivo a massa.

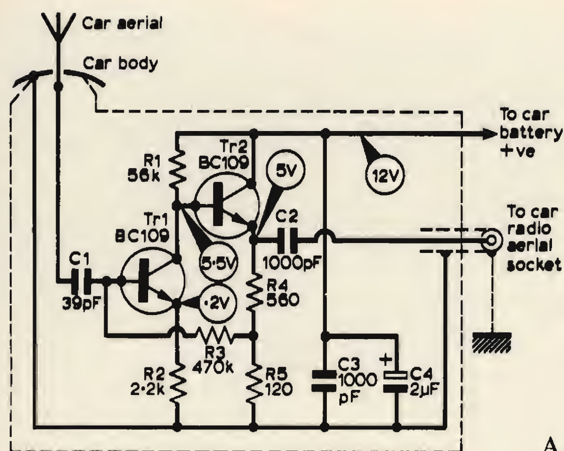
In entrambi i circuiti, si può notare che il cavo di antenna applica il segnale alla base dello stadio Tr1, del tipo BC 109, tramite la capacità C1, del valore di 39 pF. Il segnale disponibile sul collettore di questo stadio passa alla base dello stadio Tr2, del medesimo tipo, che funge da secondo stadio amplificatore, con accoppiamento di emettitore: il segnale di uscita viene infatti prelevato dall'emettitore di questo secondo stadio, e — tramite una capacità (C2) del valore di 1.000 pF — viene reso disponibile all'uscita facente capo alla presa di antenna dell'autoradio.

La resistenza R3, del valore di 470 kΩ, stabilisce un percorso per il segnale di reazione, in quanto risulta collegata tra la base di Tr1, ed il centro del partitore di tensione costituito da R4 ed R5, ai capi del quale si presenta il segnale di uscita. Questo circuito di reazione ha il compito di migliorare ovviamente la qualità del segnale amplificato.

Il funzionamento del circuito è assai semplice, in quanto si tratta ovviamente di un amplificatore aperiodico, funzionante cioè sull'intera gamma delle frequenze dei segnali che possono essere ricevuti dall'antenna, senza nessun effetto di pre-selezione.

La tensione di alimentazione è prevista al valore di 12 V, e le due capacità in parallelo tra loro C3 e C4, presenti sulla linea di alimentazione, hanno il duplice compito di livellare la stessa tensione di alimentazione, e di sopprimere gli eventuali segnali interferenti, provenienti dall'impianto elettrico di bordo.

L'articolo riporta anche i dettagli costruttivi di questo amplificatore, che può essere comodamente installato all'interno di un barattolo metallico, come si osserva alla **figura 11** che pure riproduciamo dall'articolo. Questa figura mette in evidenza la tecnica di prelevamento del segnale dall'estremità inferiore dell'an-



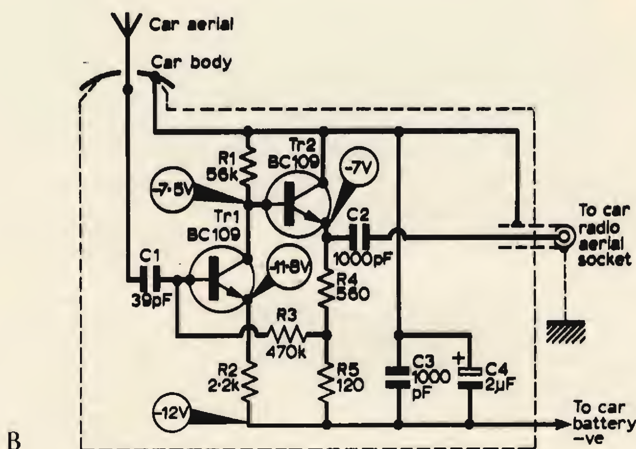


Fig. 10 - A e B rappresentano lo stesso circuito adatto alla preamplificazione dei segnali di antenna, rispettivamente a seconda che l'impianto elettrico di bordo presenti a massa il polo negativo (A), oppure il polo positivo (B).

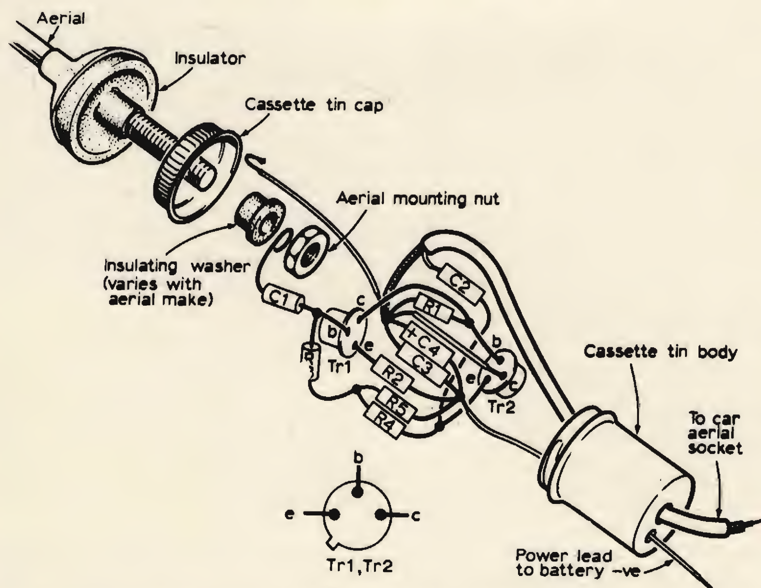


Fig. 11 - Disegno illustrante le caratteristiche costruttive dell'amplificatore di antenna per autoradio: il tutto può essere montato in un barattolo metallico, provvisto di un coperchio nel lato superiore, per il fissaggio al bullone facente capo alla antenna, e di due fori inferiori, dai quali escono il conduttore per l'alimentazione, ed il cavo schermato facente capo all'antenna della radio.

tenna, l'applicazione alla base di Tr1 tramite la capacità C1, e tutte le connessioni che uniscono tra loro i pochi componenti impiegati. Si tratta di un disegno concepito in modo tale da mettere quindi in evidenza la tecnica realizzativa del dispositivo; questo è il motivo per il quale i componenti sono stati raffigurati all'esterno del barattolo, e con una certa distanza tra loro. Ovviamente, una volta che tutte le connessioni siano state eseguite a dovere, e che il circuito sia stato controllato con cura, provvedendo ad un adeguato isolamento, i componenti possono essere raggruppati strettamente tra loro, in modo da consentirne l'inserimento all'interno del barattolo, il cui coperchio di chiusura è visibile in alto, immediatamente al di sotto dell'isolatore attraverso il quale lo stilo dell'antenna passa attraverso la lamiera della carrozzeria.

Al di sotto del disegno costruttivo è riportata la base dei due transistori, in modo da permettere l'identificazione dei tre terminali facenti capo rispettivamente all'emettitore, alla base e al collettore.

Dall'estremità opposta del barattolo metallico escono due soli cavi, e precisamente un cavetto flessibile facente capo al potenziale di alimentazione «caldo», che può essere positivo o negativo a seconda di quale delle due versioni del circuito di figura 10 venga allestita, ed un cavo schermato, la cui estremità libera deve essere collegata naturalmente all'ingresso dell'antenna dell'autotreno.

Per quando riguarda le prestazioni, esse possono essere considerate eccellenti sotto ogni punto di vista: in pratica, il funzionamento è tale da consentire un aumento apprezzabile dell'ampiezza del segnale che viene applicato all'ingresso del ricevitore: grazie a questa caratteristica, si ottengono due vantaggi ben distinti: in primo luogo, il ricevitore radio può funzionare con un volume di amplificazione notevolmente minore da parte della sezione di Bassa Frequenza, col conseguente vantaggio di una migliore qualità di ascolto, e — in secondo luogo — la sensibilità del ricevitore viene aumentata al punto tale da consentire un ascolto più che soddisfacente anche in quei casi ed in quelle posizioni geografiche nelle quali la ricezione risulta solitamente problematica, a causa della debole intensità del segnale disponibile. (723).

MICROTRASMETTITORE VHF A TRANSISTORI AD EFFETTO DI CAMPO

(da «Radio télévision pratique»)

L'interesse che molti dei nostri Lettori denotano per le apparecchiature di trasmissione a carattere dilettantistico o di servizio ci spinge a recensire anche questo articolo, che descrive una interessante realizzazione.

La **figura 12** rappresenta lo schema elettrico: in essa si notano in alto due transistori del tipo MPF 103, che costituiscono la sezione di Bassa Frequenza. Il microfono viene infatti applicato allo ingresso del primo stadio, che provvede

ad una prima amplificazione. Attraverso una capacità del valore di 10 nF il segnale amplificato passa al secondo stadio tramite un potenziometro del valore di 470 kΩ, che funge da controllo di volume. Il segnale nuovamente amplificato è presente ai capi di una resistenza del valore di 15 kΩ, da uno dei cui terminali viene prelevato, per essere applicato all'ingresso dello stadio amplificatore di potenza che precede l'antenna.

Altri due transistori, entrambi del tipo MPF102, costituiscono invece la sezione di Alta Frequenza: il primo stadio funziona con controllo a cristallo (Q) in parallelo al quale è presente una resistenza stabilizzatrice del valore di 100 kΩ. Il segnale prodotto da questo oscillatore viene applicato all'amplificatore di potenza, dello stesso tipo, alla cui uscita è presente il circuito accordato costituito da L1, e da una capacità variabile tra un minimo di 3 ed un massimo di 30 pF.

Il segnale modulato viene prelevato tramite una presa praticata sulla bobina L1, e viene applicato direttamente alla antenna a stilo, tramite una capacità del valore di 10 nF.

L'intero dispositivo funziona con una unica batteria di alimentazione del valore di 6 V, che può essere costituita da quattro elementi a stilo, in serie tra loro.

La **figura 13** illustra la disposizione dei componenti su di una basetta a circuito stampato, illustrata in alto dal lato dei componenti, ed in basso dal lato delle connessioni. La disposizione dei componenti è stata studiata in modo tale da evitare interferenze ed accoppiamenti parassiti, la cui presenza potrebbe essere causa di gravi fenomeni di instabilità da parte dell'apparecchiatura. Ciò che conta, agli effetti della costruzione pratica è quindi che i componenti vengono disposti nel modo illustrato, cosa assai facile considerando che la basetta deve avere le dimensioni approssimative di 30 x 69 mm, e che essa è stata studiata in base alle dimensioni effettive dei componenti stessi.

Per quanto riguarda la realizzazione della basetta, riteniamo che non sussistano problemi, in quanto la disposizione delle connessioni è stata del pari studiata in modo da facilitare notevolmente lo allestimento. La basetta risulta ribaltata in senso verticale, il che risulta abbastanza evidente considerando semplicemente l'ingresso del microfono (evidenziato nella parte superiore della figura) ed il terminale di massa che nella basetta vista dal lato dei componenti risulta nell'angolo inferiore sinistro, mentre nella basetta illustrata dal lato delle connessioni risulta nell'angolo superiore sinistro.

La **figura 14** — infine — fornisce una idea abbastanza reale dell'aspetto che la apparecchiatura può assumere a realizzazione ultimata. Come è facile osservare, il tutto può essere montato in un involucro a struttura pressoché cilindrica, facendo in modo che il microfono risul-

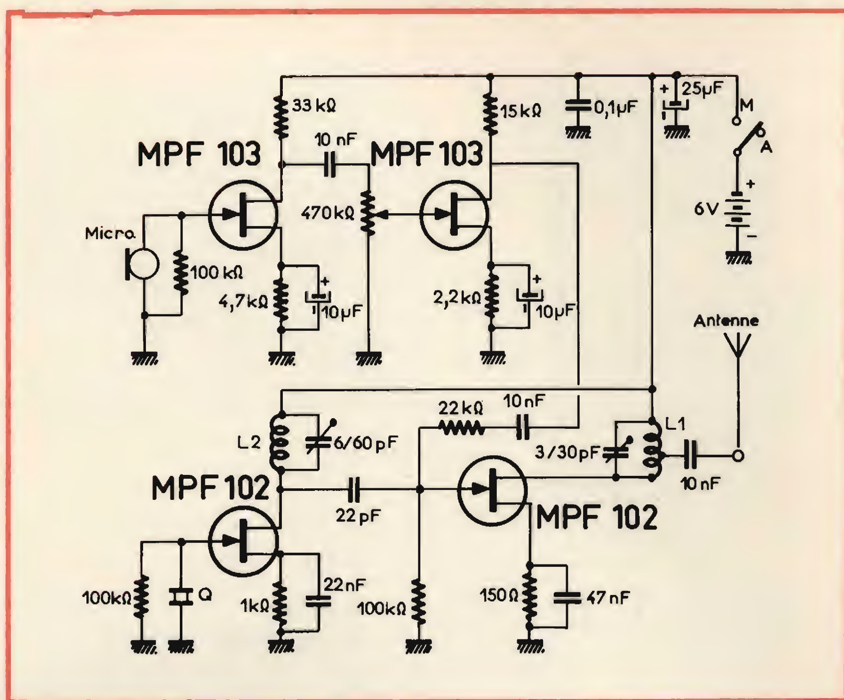


Fig. 12 - Schema elettrico del trasmettitore per VHF con controllo a cristallo: i due stadi superiori costituiscono una sezione di Bassa Frequenza, e i due stadi inferiori costituiscono la sezione di Alta Frequenza.

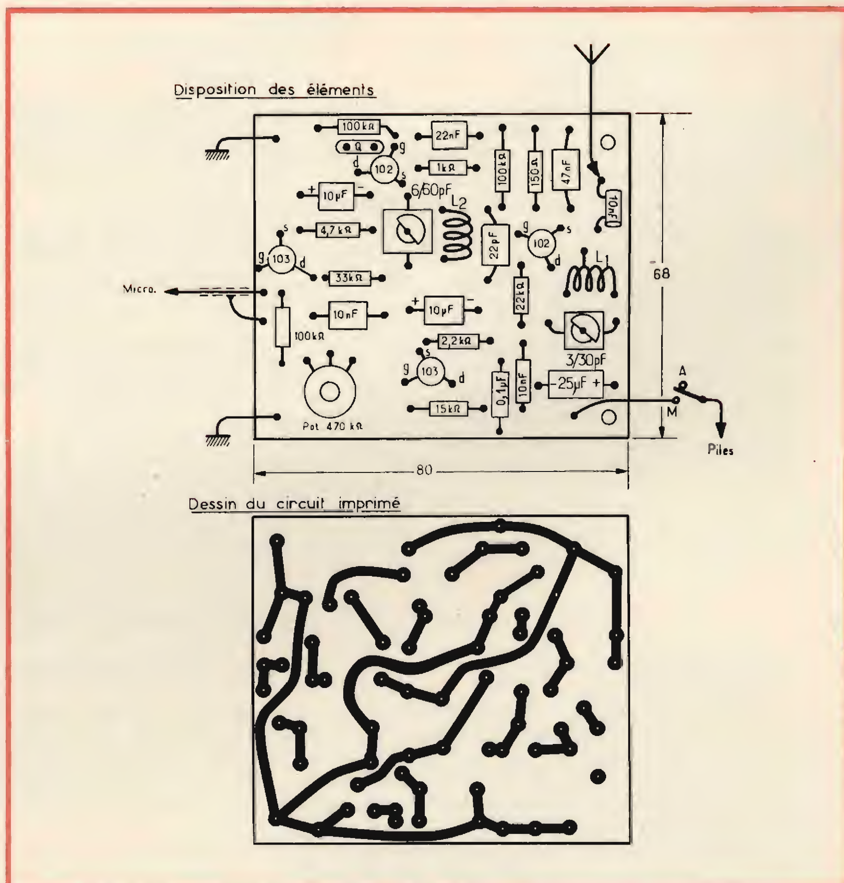


Fig. 13 - Disegno illustrante la tecnica di allestimento del circuito: in alto è rappresentata la basetta vista dal lato dei componenti, ed in basso la stessa basetta, vista dal lato delle connessioni in rame.

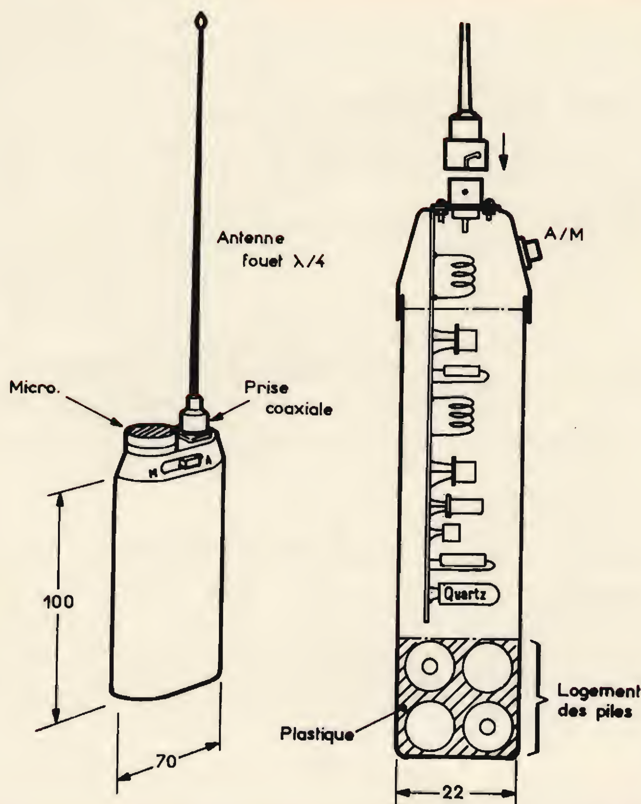


Fig. 14 - Veduta dell'apparecchiatura interamente montata, (a sinistra), e vista in sezione (a destra), per illustrare la posizione della basetta a circuito stampato, e quella dello scompartimento contenente i quattro elementi a stilo, che costituiscono la batteria di alimentazione da 6 V.

ti orientato verso l'alto, nella posizione illustrata.

L'involucro presenta un'altezza dalla parte cilindrica di 100 mm, ed un diametro di 70 mm: a fianco del microfono, nella parte superiore, può essere applicato un raccordo coassiale, attraverso il quale viene installata l'antenna a stilo, la cui lunghezza deve essere pari alla quarta parte della lunghezza d'onda.

La figura 14 contiene anche una veduta in sezione del trasmettitore, nella quale vengono evidenziate sia la posizione della basetta a circuiti stampati, sostenuta all'interno mediante un'apposita squadretta, sia la posizione dei quattro elementi a stilo che costituiscono la batteria di alimentazione, contenuti in un apposito scompartimento nella parte inferiore.

Si noti anche la posizione dell'interruttore generale di accensione, del tipo a cursore, fissato lungo un fianco del coperchio superiore dell'involucro esterno.

Le caratteristiche dinamiche di funzionamento del circuito sono state studiate in modo da consentire una portata compresa tra un minimo di 500 m ed un massimo di 1 km, a seconda delle caratteristiche ambientali. Infatti, è del tutto intuitivo che in presenza di ostacoli di una certa entità (come ad esempio le strutture metalliche, gli edifici, grosse piante, colline ecc.), le caratteristiche di propagazione subiscono un notevole peggioramento, il che limita la portata; per contro, volendo usare l'apparecchiatura in una zona esente da tali ostacoli, è facile constatare che la portata raggiunge approssimativamente il chilometro.

La messa a punto è tutt'altro che critica, in quanto la frequenza di trasmissione dipende esclusivamente dalle caratteristiche del cristallo. Si tratta di un circuito predisposto per il funzionamento sulla frequenza di 72 MHz, il quale valore di frequenza viene raddoppiato ad opera dello stadio duplicatore, e portato quindi al valore di 144 MHz. Di conseguenza, la bobina L2 verrà accordata sulla frequenza originale di funzionamento del cristallo, mentre la bobina L1 dovrà essere sintonizzata sulla frequenza di valore doppio.

L'articolo fornisce anche i dati costruttivi delle bobine, e precisa che L1 deve consistere in quattro spire di conduttore di rame del diametro di 1 mm, con presa alla terza spira, avvolte su di un diametro di 8 mm, con una lunghezza totale di 15 mm. L2 dovrà avere invece un totale di 6 spire avvolte con un conduttore di rame del diametro di 1 mm su di un supporto avente il diametro di 6 mm.

Si tratta di due bobine prive di nucleo, per cui possono anche essere realizzate su di un supporto che viene asportato lasciando poi le spire libere, in modo da consentirne semplicemente il fissaggio sulla basetta, mediante due normali saldature.

A realizzazione ultimata, basterà agli effetti del collaudo sintonizzare un ricevitore su di una frequenza pari a quella di funzionamento, e regolare i due compensatori presenti in parallelo alle bobine L1 ed L2, fino ad ottenere la massima intensità del segnale ricevuto.

Trattandosi di un circuito relativamente semplice, che può essere allestito con componenti facilmente reperibili, è una realizzazione che senz'altro consigliamo a tutti quei Lettori che svolgono una particolare attività nel campo della radio-trasmissione (723).

PIU' RAPIDE LE CURE D'EMERGENZA PER PAZIENTI CARDIACI

Un nuovo gruppo diagnostico mobile per uso ospedaliero nelle emergenze cardiache è stato sviluppato dalla Divisione Profexray della Litton.

Indicato come Visa-Cart, il gruppo è una combinazione di un tubo a raggi X, di un monitor TV, e di un intensificatore di immagine fluoroscopica, pronto per l'impiego immediato al letto del paziente che richiede l'impianto di emergenza di un Pacemaker. Il Visa-Cart può essere rapidamente trasferito su ruote ad una sala di accettazione di emergenza o ad un reparto di terapia intensiva e inserito a spina in qualsiasi normale presa elettrica, per il funzionamento immediato. Ciò elimina ritardi e possibili rischi connessi col trasporto dei pazienti ad una sala di radiologia o ad una camera operatoria.

Il gruppo Visa-Cart utilizza un intensificatore da 15 cm e un indicatore TV in circuito chiuso per la proiezione dell'immagine fluoroscopica. Per maggiore comodità il sistema incorporato di monitor TV è montato su un braccio snodato. Il gruppo è stato sviluppato dalla Divisione Profexray della Litton in collaborazione con il radiologo Dr. Lewis Carey e con il tecnico radiologico George Mansour. Ha una lunghezza di 158 cm, una larghezza di 81 cm, un'altezza di 71 cm, pesa 222 kg e costa circa 25.000 dollari.



i lettori ci scrivono

a cura di P. SOATI

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.
Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.
Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 3.000* anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente.

* Per gli abbonati l'importo è di sole lire 2.000.

Sig. MACCHI N. - Busto Arsizio
Timer elettronico a lungo ritardo

La figura 1 si riferisce ad un timer elettronico in cui è impiegato un circuito integratore di Miller il quale consente di ottenere dei ritardi compresi fra 1 e e 100 s.

Il valore dei vari componenti è il seguente:
R1 = 1 kΩ 1%; R2 = 1,5 kΩ 1%; R3 = 10 kΩ potenziometro a filo; R4 = = 3,3 MΩ 5%; R5 = 10 kΩ 5%; R6 = = 100 kΩ 5%; R7 = 100 kΩ 1%; R8 = = 2,7 kΩ 1%; R9 = 1 kΩ 5%; R10 = = 2 kΩ 1%; R11 = 10 kΩ 1%; RL = = Relè da 5 kΩ; R = 100 kΩ 1%, 0,5 kΩ 1%, 2 MΩ 1%.

C1 = 10.000 pF; C2 = 10 μF elettrolitico da 12 V. C = 10 μF del tipo a carta oleata.

T1 = 2N1613 SGS, T2 = 2N1132 SGS, T3 = 2N1131 oppure 2N1132 SGS, T4 = 2N1613.

D1 = FD300, D2 = FD100, D3 diodo del tipo ad alta conduttanza.

Tabella dei tempi in relazione ai valori dei resistori R.

R MΩ	Tempo max in secondi		Tempo min in secondi	
	calcolato	misurato	calcolato	misurato
0,1	5,2	5,2	0,9	—
0,5	26,0	25,8	4,5	—
2,0	104,0	100,2	18,0	17,8

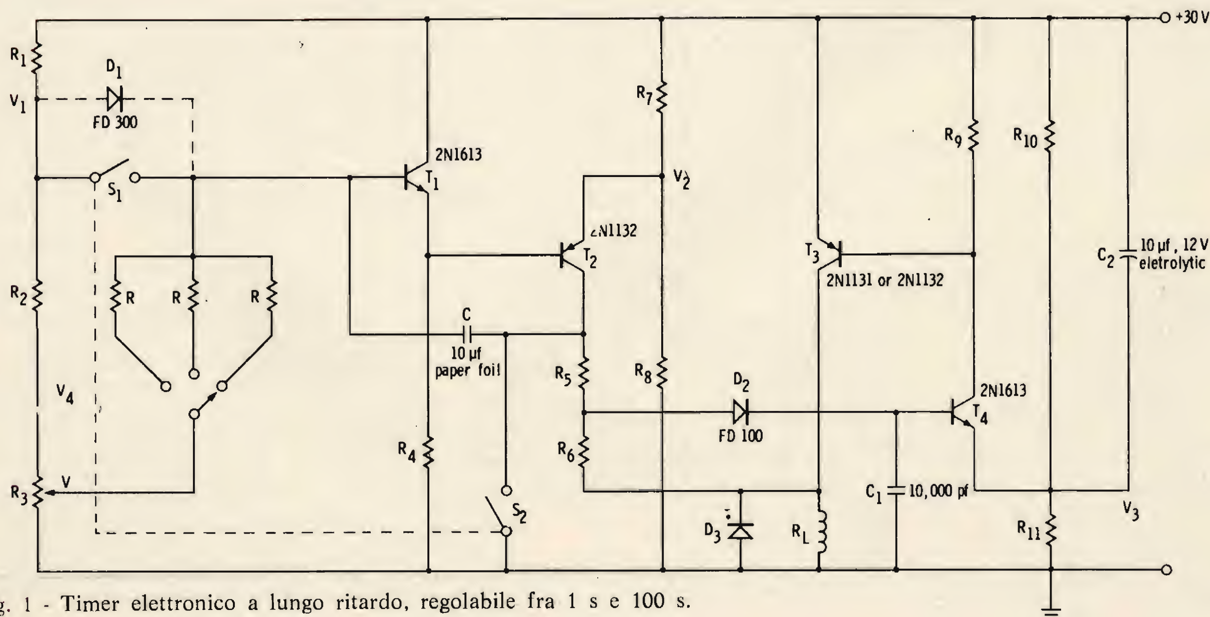


Fig. 1 - Timer elettronico a lungo ritardo, regolabile fra 1 s e 100 s.

Sig. BRUGNOTTI B. - Brescia
Compressore della dinamica UK810

Allo scopo di migliorare le prestazioni del compressore di dinamica UK 810 (figura 2) occorre procedere nel seguente modo:

1) *sostituire il resistore R10 da 4,7 kΩ con un altro da 47 kΩ.*
2) *collegare il punto di giunzione fra il resistore R4, da 100 kΩ ed il condensatore elettrolitico da 5 μF C4 direttamente per misuratore di livello (3), eliminando il collegamento fra l'uscita stessa ed il collettore del transistore Tr1.*
3) *sostituire il transistore Tr4, del tipo BC108b con altro del tipo AC 127.*
4) *Inserire fra il terminale relativo al cursore del potenziometro e l'uscita (5) un condensatore elettrolitico avente la capacità di 5 μF.*

Agendo in questo modo le caratteristiche del compressore aumenteranno notevolmente e il suo funzionamento non risulterà critico.



Fig. 2 - Il compressore della dinamica AMTRON UK810 adatto ad evitare sovraccarichi e sovrammodulazione.

Sig. ROSSI N. - Catanzaro
Preamplificatore ad alta impedenza

La figura 3 si riferisce ad un preamplificatore con ingresso ad alta impedenza e basso rumore nel quale sono impiegati dei transistori ad effetto di campo del tipo BFX82 della SGS.

Le principali caratteristiche sono le seguenti:

Tensione di alimentazione: 42 V; corrente assorbita: 40 mA; resistenza d'ingresso: 10 MΩ; capacitanza d'ingresso: 6 pF: rumore di tensione, riferito all'ingresso: 8 μV; Impedenza di uscita: 50 Ω. Larghezza di banda (−2 dB): 10 Hz ÷ ÷ 1 MHz. Guadagno in tensione: con S1 aperto: 40 dB, con S1 chiuso: 20 dB.

Il valore dei diversi componenti è il seguente:

R1 = 11 kΩ; R2 = 13 kΩ, R3 = 10 MΩ; R4 = 2 kΩ; R5 = 300 Ω; R6 = = 910 Ω; R7 = 5,1 kΩ; R8 = 300 Ω; R9 = 4,3 kΩ; R10 = 680 Ω 1 W; R11 = 47 Ω; R12 = 10 Ω; R13-R14 = 5 Ω; R15 = 10 Ω; R16 = 50 Ω 2 W; R17 = = 9 kΩ 1%; R18 = 1 kΩ 1%; R19 = = 100 Ω 1%.

Tutti i resistori, salvo indicazione diversa, devono essere del tipo da 1/2 W tollerenza ± 5%.

C1 = 0,1 μF; C2 = 50 μF elettrolitico 50 V; C3 = 100 μF elettrolitico 20 V; C4 = 10 pF; C5 = 200 μF elettrolitico 50 V; C6 = 20 μF elettrolitico 50 V; C7 = 500 μF elettrolitico, 50 V.

Transistori impiegati: Q1 = BFX82; Q2-Q3 = BFY77; Q4 = BFY56; Q5 = = BFX38; Q6 = BFY56.

D1 = BAY71; D2 = BAY71.

Fig. 3 - Preamplificatore ad alta impedenza di ingresso e basso rumore. L'asterisco indica che è indispensabile un dissipatore di colore.

Sig. MARCHINI G. - Genova
Ricevitore per UHF

In figura 4 è visibile la fotografia del ricevitore profesisonale EDDYSTONE, *modello 990S, il quale copre l'intera gamma compresa fra 230 ÷ 870 MHz in due sottogamme così suddivise:* 1ª gamma: *230 ÷ 510 MHz,* 2ª gamma: *470 ÷ 870 MHz.*

Si tratta di un ricevitore adatto a ricevere tanto le emissioni a modulazione in ampiezza quanto quelle a modulazione di frequenza, che può essere alimentato sia in corrente alternata che in continua, con batteria a 12 V.



Fig. 4 - Ricevitore professionale per UHF, Eddystone adatto a coprire la gamma 230 ÷ 870 MHz in due sottogamme, completamente transistorizzato.

La stabilità in frequenza dell'oscillatore è migliore di 1 parte su 10^5, in condizioni ambientali di temperatura normale. Il fattore di rumore è compreso fra 10 e 16 dB, per la prima gamma, e fra 8 e 12 dB, per la seconda.

Il ricevitore 990S può essere collegato all'unità panoramica EP17R.

Sig. LOI N - Cagliari
Impianti centralizzati TV

La figura 5 si riferisce ad un impianto di derivazione con due prese in serie e la figura 6 ad un impianto di derivazione con due prese in parallelo.

In un impianto di questo genere gli schermi dei cavi coassiali si debbono collegare metallicamente fra loro, mentre il percorso dei cavi deve essere il più corto possibile.

Le prese sono adatte per cordoni con valore di impedenza di 75 Ω.

Sig. MAESTRI N. - Napoli
Frequenze satelliti artificiali

Le frequenze utilizzate in trasmissione da alcuni satelliti artificiali nella gamma VHF, sono le seguenti:

Tansei *(Japan): 136,6952 MHz 90 mW.* Explorer-43 (IMP-8): *137,170 MHz 8 W, 136,170 MHz, 4 W (trasmissione di dati su comando), 137,170 radiofaro per individuazione.* ISIS-2: *136,080, 4 W, 136,590 MHz 3 W, 136,410 e 137,950 MHz.* D-A2 Tournesol *(Francia): 136,631 MHz emissione continua.* Solrad-

15 m. max
Sg
Sd
68
82
10 m. max
Gli schermi dei cavi coassiali vanno collegati metallicamente tra loro
Il percorso dei cavi deve seguire la linea più breve possibile
P/T
P/T
15
300
cornice metallica

Fig. 5 - Impianto centralizzato con derivazione con due prese in parallelo. Sg = scatola di giunzione della colonna montante. Sd = scatola di derivazione all'interno dell'alloggio. P/T = presa per televisore (terminale).

Sg
15 m. max
10 m. max
P/
P/T
68
82
300
15
cornice metallica

Fig. 6 - Impianto centralizzato con derivazione con due prese in serie. Sg = scatola di giunzione della colonna montante. P/ = passante. P/T = terminale.

10 *(Explorer-44): 137,710 MHz, 0,5 W e 136,380 MHz 3 W.* Eole *(Francia): 136,350 MHz 250 mW.* Shinsei *(Giappone): 136,695 MHz 90 mW.* OSO-7: *136,290 MHz, 0,57 W.* Tetr-3: *136,620 MHz 100 mW.* Prospero *(Inghilterra): 137,56 MHz 300 mW (modulatore di fase MIC 2048 bit/s).* Explorer-45 *(SSS-A): 136,83 MHz 0,5 W, 137,95 3 W, 148,98 MHz (telecomando).* Ariel-4 (UK-4 *Inghilterra): 137,050 250 mW.* Meteor-10 *(URSS): 137,6.* Heos-A2: *136,68 MHz 5,9 W.*

Tanto l'URSS quanto gli USA usano prevalentemente frequenze della gamma UHF e EHF.

Inviandoci l'importo di lire 3.500 potremo farle pervenire l'elenco di tutti i satelliti messi in orbita nel 1971 e nei primi mesi dell'anno 1972 con tutti i dati che sono stati resi noti dalle relative amministrazioni.

Sig. BIANCHI N. - Milano
Antenne ad onde corte per mezzi mobili

La figura 7 si riferisce alla installazione di un'antenna HY-GAIN per ricezione e trasmissione a bordo di un autoveicolo. Si tratta di un'antenna la quale può essere usata con trasmettitori aventi una potenza di uscita massima di 500 W e con impedenza di uscita a 50 Ω. A seconda dei vari modelli la copertura di gamma è la seguente:

3761AA	=	*2500 ÷ 3700 kHz*
3762AA	=	*3300 ÷ 5900 kHz*
3763AA	=	*5750 ÷ 10900 kHz*
3764AA	=	*10500 ÷ 17500 kHz*
3765AA	=	*17500 ÷ 25500 kHz*
3766AA	=	*25500 ÷ 30000 kHz*

Come illustra la figura 8 queste antenne possono essere impiegate su qualsiasi tipo di mezzo mobile.

La Hy-Gain è rappresentata in Italia dalla Stelit, Via Orlando 24 Genova.

Sig. MARTELLI N. - Firenze
Sui tubi a raggi catodici

Per quanto concerne le caratteristiche di persistenza e di caduta del fosforo relativo agli schermi dei cinescopi si è ritenuto opportuno normalizzare la persistenza e suddividerla in sei distinte categorie, scelte in funzione del tempo di caduta al 10% della luminosità iniziale.

Nella seguente tabella nella prima colonna si è indicato per l'appunto il tempo di caduta al 10% nella luminosità iniziale e nella seconda il tipo di persistenza:

1 secondo o più di un secondo	=	molto lunga
da 100 ms a 1 s	=	lunga
da 1 μs a 100 ms	=	media
da 10 μs a 1 ms	=	medio-corta
da 1 μs a 10 μs	=	corta
minore di 1 μs	=	molto corta



Fig. 7 - Esempio tipico di installazione di un'antenna Hy-gain per rice-trasmettitore portatile fino alla potenza di 500 W e per la gamma delle onde corte 2500-30000 kHz.

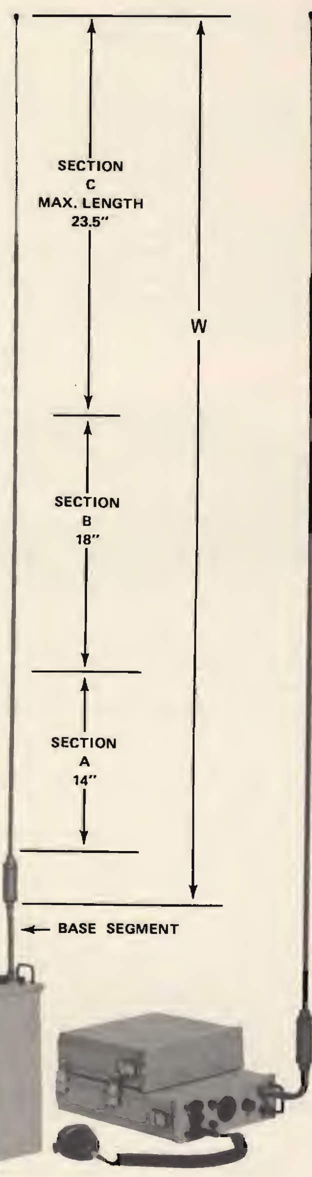


Fig. 8 - Antenna Hy-gain di figura 7 sistemi di indicazione e dimensioni caratteristiche.

Esistono 29 tipi di fosfori normalizzati i quali vengono indicati con le sigle comprese fra P_1 e P_{29}.

I più usati, almeno per quanto concerne la televisione sono i tipi P4 *e* P22.

Del P4 *ne esistono tre differenti versioni: una al solfuro che viene impiegata nei cinescopi per visione diretta, una al silicato che viene preferibilmente impiegata nei cinescopi per proiezione ed infine quella al silicato-solfuro adatta per cinescopi per proiezioni televisive nei grandi locali come cinematografi e teatri.*

La persistenza dei cinescopi a visione diretta è del tipo medio-corta con fluorescenza e fosforescenza bianche.

PRONTUARIO DELLE VALVOLE ELETTRONICHE

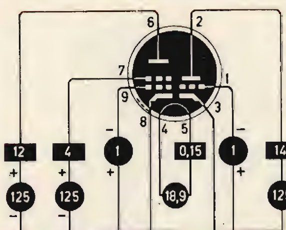
venticinquesima parte



19CL8A

Sp=6,5mA/V
Ri=200k
μg2g1=
Pa=max. 3W
Req.=

ST=8mA/V
Ri=5k
μ=40
Pa=max.2,5W

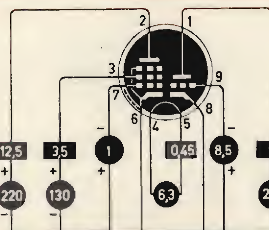


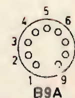


7199

Sp= 7mA/V
Ri= 400k
μg2g1=
Pa=max 3W
Req.=

ST= 2,1mA/V
Ri= 8,1k
μ= 17
Pa=max.2,4W

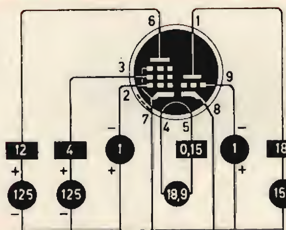




19EA8

Sp= 6,4mA/V
Ri= 80k
μg2g1=
Pa=max. 3,1W
Req.=

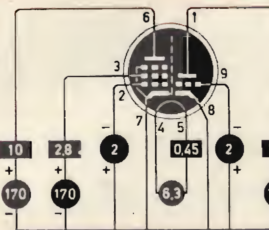
ST=8,5mA/V
Ri= 5k
μ=40
Pa=max.3W

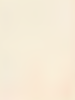




ECF80

Sp= 6,2mA/V
Ri= 400k
μg2g1= 47
Pa=max. 1,7W
Req.= 1,5k

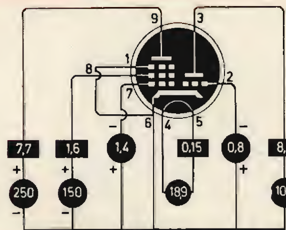




19X8

Sp=4,6mA/V
Ri=750k
μg2g1=
Pa=max.2W
Req.=

ST=5,8mA
Ri=6,9k
μ=40
Pa=max.1W

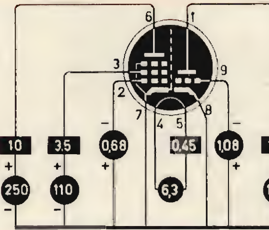


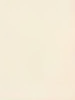


ECF82

Sp= 5,2mA/V
Ri= 400k
μg2g1=
Pa=max. 2,8W
Req.=

ST= 8,5mA/V
Ri =5k
μ=40
Pa=max 2,7W

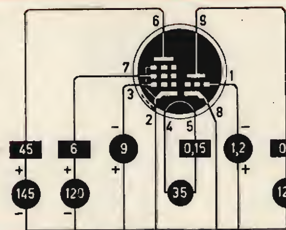


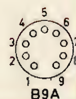


35DZ8

Sp=7,5mA/V
Ri=
μg2g1=
Pa=max.6,5W
Req.=

ST=1,4mA/V
Ri=
μ=100
Pa=max.0,75W

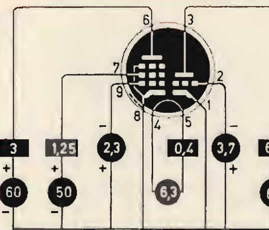




ECF83

Sp=1,3mA/V
Ri=600k
μg2g1=10
Pa=max.1W
Req.=

ST= 3,6mA/V
Ri= 3k
μ= 11
Pa=max.1W

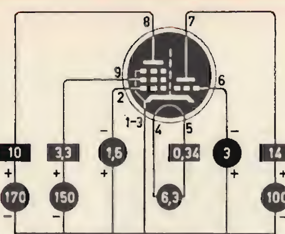




ECF86

Sp=12 mA/V
Ri=350 k
µg2g1=60
Pa=max.2W
Req.=1k

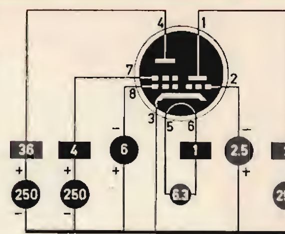
ST=6mA/V
Ri=
µ=17
Pa=max.1,5W




ECL11

Sp =9 mA/V
Ri =25k
µg2g1=25
Pa =max 9W

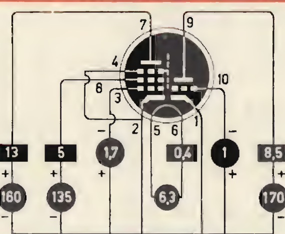
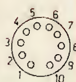
ST=2mA/V
Ri=35k
Pa=max 0.5W




ECF200

Sp=14mA/V
Ri=
µg2g1=55
Pa=max.2,1W
Req.=

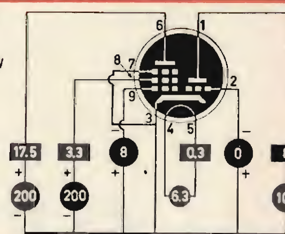
ST=5mA/V
Ri=
µ=55
Pa=max.1,5W

ECL80

Sp =3.3mA/V
Ri =150k
µg2g1=14
Pa =max 3.5W

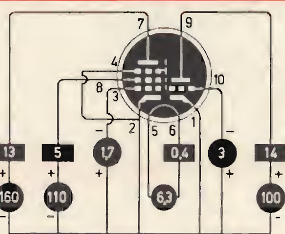
ST=1.9mA/V
Ri=11k
µ=20
Pa=max 1W




ECF201

Sp=12mA/V
Ri=
µg2g1=45
Pa=max.2,1W
Req.=

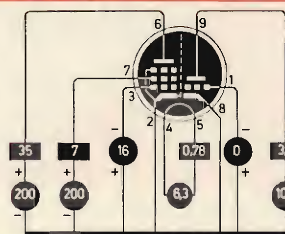
ST=5mA/V
Ri=
µ=17
Pa=max.1,5W




ECL82

Sp=6,4mA/V
Ri=20k
µg2g1=9,5
Pa=max.7W
Req.=

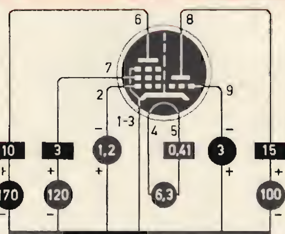
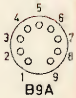
ST=2,5mA/V
Ri=28k
µ=70
Pa=max.1W




ECF801

Sp=11mA/V
Ri=350k
µg2g1=55
Pa=max 2W
Req=1.5k

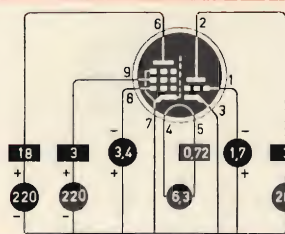
ST=9mA/V
Ri=
µ=20
Pa=max 1,5W

ECL84

Sp=10mA/V
Ri=150k
µg2g1=36
Pa=max.4W
Req.=

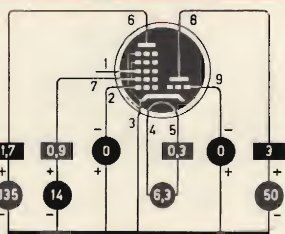
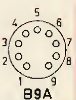
ST=4mA/V
Ri=16k
µ=65
Pa=max.1W




ECH84

Sp=2,2mA/V
Ri=
µg2g1=
Pa=max.1,7W
Req.=

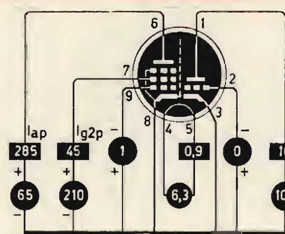
ST=3,7mA/V
Ri=
µ=50
Pa=max.1,3W

ECL85

Sp=
Ri=
µg2g1=
Pa=max.9W
Req.=

ST=5,5mA/V
Ri=9k
µ=50
Pa=max.0,5W

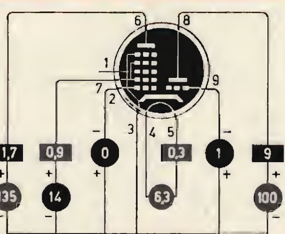
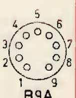




ECH84A

SH g1=2,2mA/V
SH g3=0,5mA/V
µg2g1=
Pa=max 1,7W
Req.=

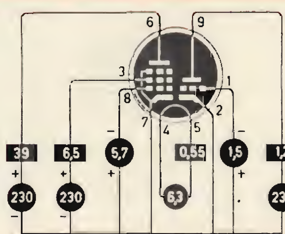
ST=5,5mA/V
Ri=
µ=35
Pa=max 1,5W

ECL86

Sp=10,5mA/V
Ri=48k
µg2g1=
Pa=max 9W
Req=

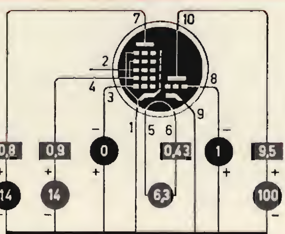
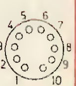
ST=1,6mA/V
Ri=62,5k
µ=
Pa=max.0,5W




ECH200

Sp=
Ri=
µg2g1=
Pa=max.1W
Req.=

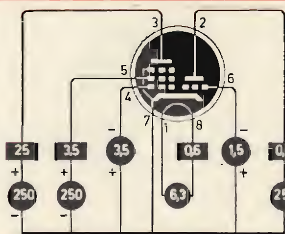
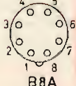
ST=8,5mA/V
Ri=
µ=48
Pa=max 1,5W

ECL113

Sp=8,5mA/V
Ri=40k
µg2g1=
Pa=max.6,5W
Req.=

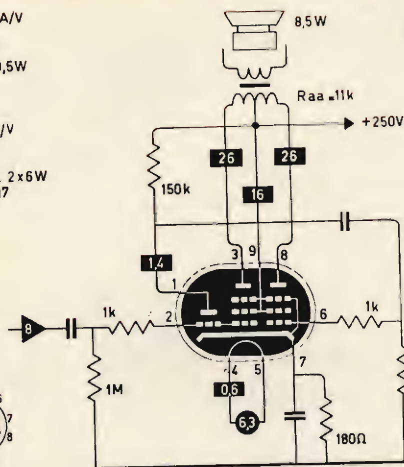
ST=1,4mA/V
Ri=40k
µ=42
Pa=max.1W

ECLL800

S_T = 50 μA/V
μ = 1,2
Vg1 = -9V
Pa = max. 0,5W

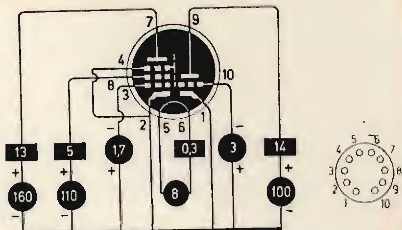
S_P = 6 mA/V
Vg1 = -9V
Ri = 100k
Pa = max. 2x6W
μg2g1 = 17



PCF201

S_P = 12mA/V
Ri =
μg2g1 = 45
Pa = max. 2,1W
Req. =

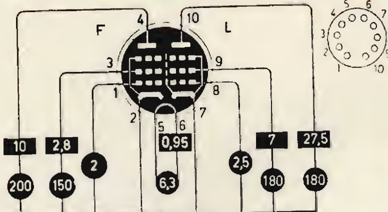
S_T = 5mA/V
Ri =
μ = 17
Pa = max. 1,5W



EFL200

S_F = 9mA/V
Ri = 230k
μg2g1 = 46
Pa = 2,5W

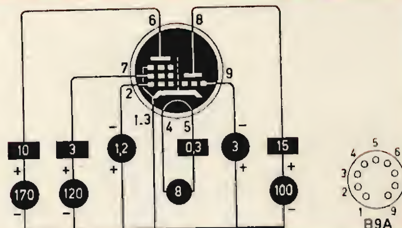
S_L = 20mA/V
S 20
RI 50k
μg2g1 = 38
Pa = 5W



PCF801

S_P = 10,5 mA/V
Ri = 350k
μg2g1 = 55
Pa = max. 2W
Req. = 1,5k

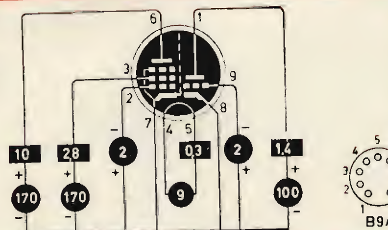
S_T = 8,5mA/V
Ri =
μ = 20
Pa = max. 1,5W



PCF80

S_P = 6,2mA/V
Ri = 400k
μg2g1 = 47
Pa = max. 17W
Req = 1,5k

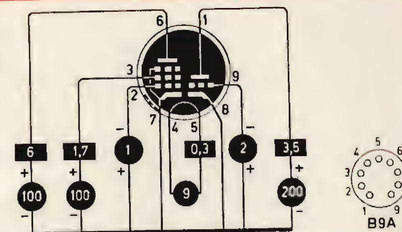
S_T = 5mA/V
Ri = 4k
μ = 20
Pa = max. 1,5W



PCF802

S_P = 5,5mA/V
Ri = 400k
μg2g1 = 47
Pa = max. 1,2W
Req. =

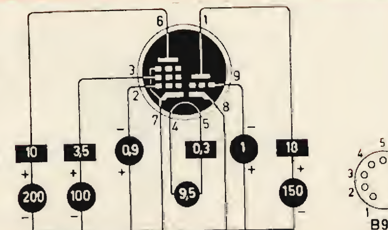
S_T = 3,5mA/V
Ri = 20k
μ = 70
Pa = max. 1,4W



PCF82

S_P = 5,2mA/V
Ri = 400k
μg2g1 =
Pa = max 2,8W
Req =

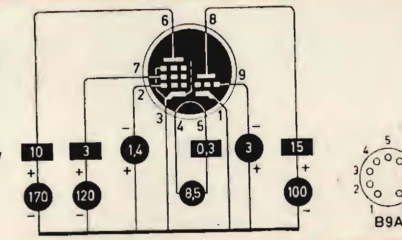
S_T = 8,5mA/V
Ri = 5k
μ = 42
Pa = max. 2,7W



PCF803

S_P = 11mA/V
Ri = 350k
μg2g1 = 55
Pa = max. 2W
Req. = 1,5k

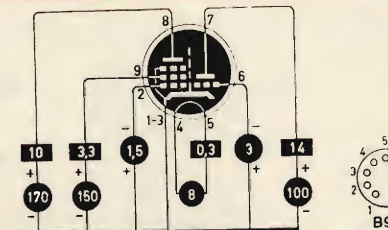
S_T = 9mA/V
Ri =
μ = 20
Pa = max 1,5W



PCF86

S_P = 12mA/V
Ri = 350k
μg2g1 = 60
Pa = max 2W
Req. = 1k

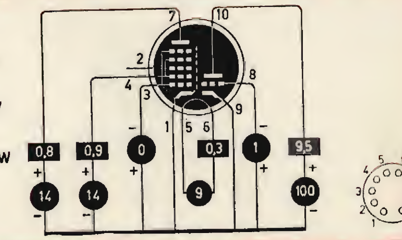
S_T = 6mA/V
Ri =
μ = 17
Pa = max. 1,5W



PCH200

S_P =
Ri =
μg2g1 =
Pa = max. 1W
Req. =

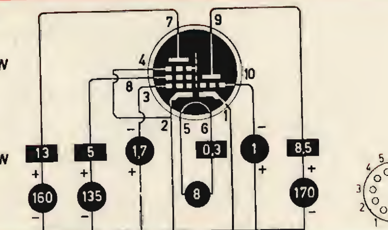
S_T = 8,5 mA/V
Ri =
μ = 48
Pa = max. 1,5W



PCF200

S_P = 14mA/V
Ri =
μg2g1 = 55
Pa = max. 2,1W
Req. =

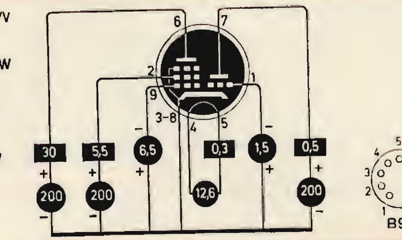
S_T = 5mA/V
Ri =
μ = 55
Pa = max. 1,5W



PCL81

S_P = 8,75mA/V
Ri = 22k
μg2g1 =
Pa = max. 6,5W
Req. =

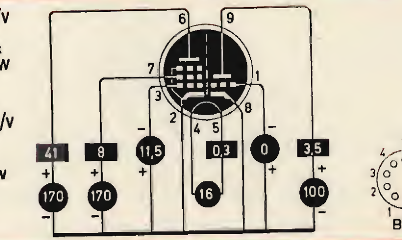
S_T = 2mA/V
Ri = 22k
μ = 43
Pa = max. 1W



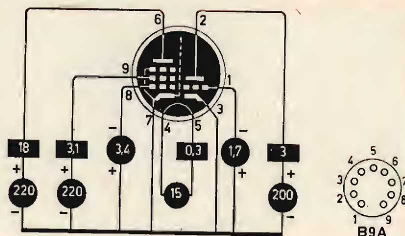
PCL82

S_P = 7,5mA/V
Ri = 16k
μg2g1 = 9,5k
Pa = max. 7W
Req. =

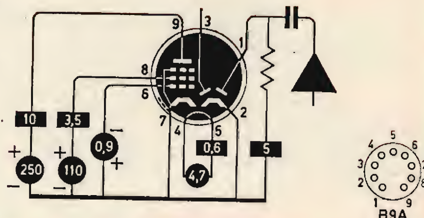
S_T = 2,5mA/V
Ri = 32k
μ = 70
Pa = max. 4W



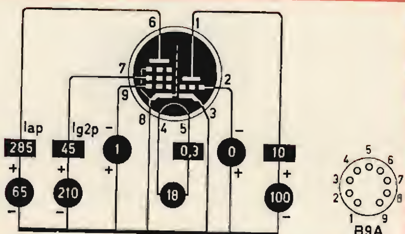
PCL84



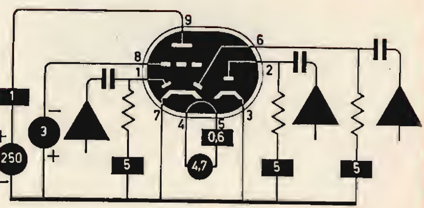
5BW8



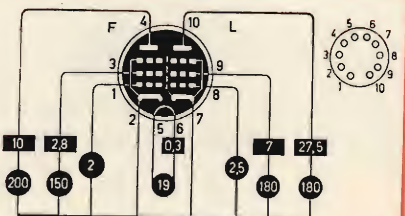
PCL85



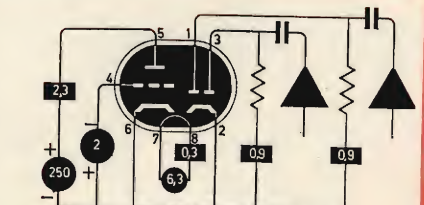
5T8



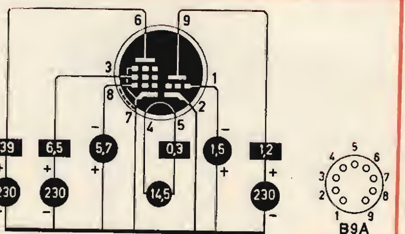
PFL200



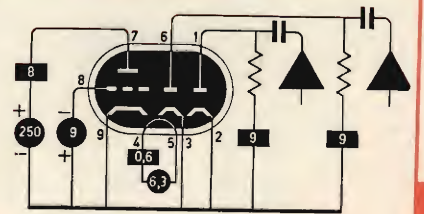
6AQ7



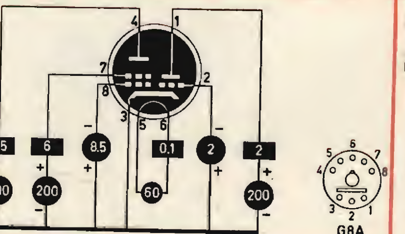
PCL86



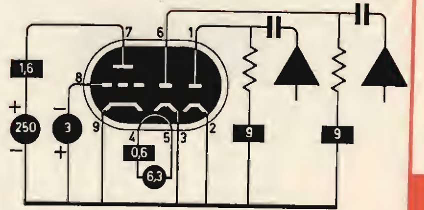
6BJ8



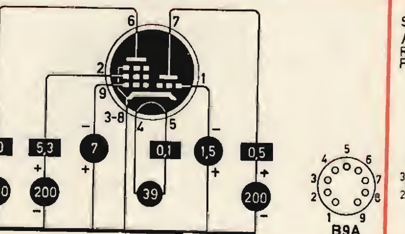
UCL11



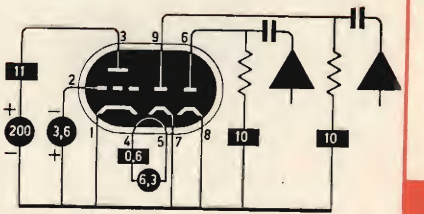
6BN8



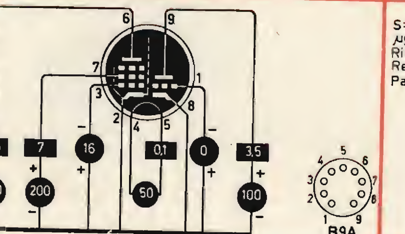
UCL81



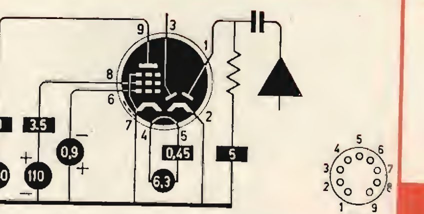
6BV8



UCL82



6BW8



SONY



A TOP PERFORMING CAR STEREO CASSETTE-CORDER WITH EXCLUSIVE «SONY INSTALOAD» SISTEM

TC-10:

Registratore stereo a cassetta per auto di prestazioni superiori dotato del sistema esclusivo «SONY INSTLOAD» che rende l'apparecchio insensibile alle vibrazioni provocate dalle operazioni di guida, consentendo la riproduzione perfetta e la sicurezza di funzionamento.

- Dispositivo per l'espulsione automatica delle cassette a fine nastro.
- Possibilità di scegliere facilmente la parte di nastro che si vuole riprodurre.
- Facile e pratica installazione grazie ad uno speciale supporto per auto.
- Lampada indicatrice di marcia/arresto.
- Velocità: 4,8 cm/s.
- Risposta di frequenza: 50 ÷ 10.000 Hz.
- Potenza d'uscita: 6 W per canale.
- Alimentazione: 12 Vc.c. (negativo a massa) regolabile da 10,5 a 16 V.
- Dimensioni: 183 x 67 x 199.
- Peso: 2 kg.

ACQUISTATE PRODOTTI SONY SOLAMENTE CON GARANZIA ITALIANA

REVOX

..LA REALTA' DEL SUONO

Con il registratore stereofonico Revox A77 MK III
la stereofonia Hi-Fi entra in ogni ambiente
e ovunque la musica preferita vi accompagnerà
senza alcun compromesso qualitativo.
L'eccezionale qualità delle prestazioni
di questa apparecchiatura
e l'estrema versatilità d'impiego
la rendono inoltre vantaggiosamente utilizzabile
per gli usi professionali più diversificati



Presentato
e garantito in Italia da:

SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS s.p.a.

20149 Milano · p.le Zavattari, 12 · Tel. 43 88



UN MODO NUOVO PER CONOSCERE L'ELETTRONICA CON LE SCATOLE DI MONTAGGIO AMTRON



UK 225

AMPLIFICATORE D'ANTENNA PER AUTORADIO

Consente di migliorare notevolmente le prestazioni dell'autoradio. Le caratteristiche più importanti sono: ottimo guadagno e sensibile miglioramento del rapporto segnale/disturbo - Gamma OM: 500 ÷ 1500 kHz - Guadagno: 12 dB - Corrente assorbita: 1 ÷ ÷ 12 mA – Alimentazione: 9 Vc.c. mediante una normale pila
Prezzo netto imposto L. 5.600



UK 780

CIRCUITO ELETTRONICO PER CERCAMETALLI

Progettato per consentire la localizzazione di oggetti di masse metalliche nel sottosuolo. Sensibilità elevata. Alimentazione: 6 Vc.c. - Frequenza di lavoro: 400 kHz - Corrente assorbita: 3/4 mA - Profondità massima di localizzazione: 70 cm
Prezzo netto imposto L. 7.900



UK 860/C

FOTO TIMER

Apparecchio di facile impiego scrupolosamente progettato al fine di eliminare i difetti propri di apparecchi similari. L'UK 860/C può essere usato, come temporizzatore, anche in campi diversi da quello fotografico. Alimentazione: 220Vca. - Corrente max relè: 5A
Prezzo netto imposto L. 12.000



UK 871

COMANDO AUTOMATICO DEI PROIETTORI PER DIAPOSITIVE

Consente di effettuare, oltre al comando a distanza del proiettore, il commento sonoro e vocale delle diapositive, con perfetto sincronismo. Alimentazione: 25 Vc.c. (si consiglia l'impiego dello UK 695) - Assorbimento: 2,5 ÷ 27 mA - Frequenza dell'oscillatore: 1150 Hz - Impedenza d'uscita dell'oscillatore: 22 Ω
Prezzo netto imposto L. 7.900

ALIMENTATORI - APPARECCHIATURE B.F. - ACCESSORI PER STRUMENTI MUSICALI - APPARECCHIATURE PER RADIOAMATORI, C.B. E RADIOCOMANDO - CARICA BATTERIE - LUCI PSICHEDELICHE - STRUMENTI - TRASMETTITORI FM - SINTONIZZATORI - RADIO-TV

LE SCATOLE DI MONTAGGIO AMTRON SONO DISTRIBUITE IN ITALIA DALLA G.B.C.



soprattutte
HELLESENS



By Appointment to the Royal Danish Court


Musica verità
PHILIPS
PHILIPS
PHILIPS
LEVEL
STEREO
VOLUME
BALANCE
Stereo N 2401
"Il Cambiacassette".
...e la musica
va finchè volete
Il più lungo concerto del mondo, se volete, ora potete permettervelo. Lo stereo N 2401 è dotato di cambiacassette. Ciò significa che potete registrare e riprodurre automaticamente una quantità di cassette stereo.
Il Carrousel è l'accessorio che fa ruotare le cassette sulle due facce, ininterrottamente.
N 2401 e l'analogo N 2400 sono i registratori che ottengono dalle cassette il meglio che possono dare: una perfetta incisione e una brillante riproduzione stereofonica.
Amplificatore incorporato di 5 Watt continui per canale, indicatore dell'ampiezza di modulazione, controllo di tono, microfono stereo.
PHILIPS
intermarco italia







isonetta Kompaktbox



Il piccolo diffusore per grandi prestazioni HI-F
Valorizza ogni impianto audio, dalla stereofoni
all'autoradio

Le eccezionali qualità del diffusore Isonett
Kompakt box si scoprono solo ascoltandolo

Si consiglia di chiedere dimostrazioni presso tutt
i punti dell'organizzazione GBC. Sarà una cos
sorprendente

CARATTERISTICHE TECNICHE

Potenza musicale: 8 W
Impedenza nominale: 5 Ω
Gamma di frequenza: 200 ÷ 20.000 Hz
Equipaggiamento:
1 altoparlante speciale a banda larga ∅ 65 mm, con sospen-sione pneumatica della membrana - 1 cordone di collegamento, con spina normalizzata, lungo 2 m.
Dimensioni: Altezza 110 mm - sfera ∅ 90 mm
Involucro: in materia plastica anti urto

Numero di codice G.B.C.	Colore	Prezzo di Listino
AA/5902-00	rosso	L. 11.500
AA/5904-00	bianco	L. 11.500
AA/5906-00	nero	L. 11.500
AA/5908-00	arancione	L. 11.500

PRESTEL

SERIE

TRA

PER MIGLIORARE LA RICEZIONE TV

AMPLIFICATORE AUTOALIMENTATO

DI FACILE APPLICAZIONE RETRO TV O SOTTOTETTO

AMPLIFICA DA 5 A 40 VOLTE IL SEGNALE TV

REALIZZATO IN UN UNICO CONTENITORE - 16 MODELLI:

Mod. TRA » TRA 75/P » TRA DM/300 » TRA DM/75	Mod. TRA/LB 75 » TRA/LB 75/2 » TRA/LB DM 75 » TRA/LB DM 300	Mod. TRA 2 - 75 » TRA 2 - 300 » TRA 2 - DM 75 » TRA 2 - DM 300	Mod. TRA U/V 75 » TRA U/V 300 » TRA U/V DM 75 » TRA U/V DM 300
Monobanda - con regolazione del canale. Guadagno: 14 ÷ 16 dB	Larga banda: 40 ÷ 860 MHz Guadagno: 15 ÷ 20 dB	Monocanali - già tarati Guadagno: VHF 32 dB » UHF 26 dB	Per 2 canali - regolabili (1 in UHF e 1 in VHF) Guadagno: 16 ÷ 17 dB

PRESTEL s.r.l. C.so Sempione, 48 - 20154 MILANO

REPERIBILI PRESSO TUTTI I PUNTI DI VENDITA DELL'ORGANIZZAZIONE G.B.C.

12" portatile

TEINE

GBC



Alimentazione 220V - 50 Hz o con una batteria interna da 12 Vc.c. Selettore integrato VHF-UHF a diodi varicap. Possibilità di memorizzare fino a 4 programmi. Disponibile nei colori: bianco, giallo, rosso e blu.